



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXVIII/1989 ● ● ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

TESTING '89	121
ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE DO AUTA	
Definice měřených parametrů	122
Způsoby měření parametrů ...	125
Doporučené rozměry pro autopřijímače	130
Obvodové řešení autopřijímačů	131
Integrované obvody pro AM	133
Konstrukce přijímačů AM	
Přijímač pro DV, SV a KV ..	137
Přijímač pro SV a DV	140
Jakostní přijímač pro KV, SV a DV	142
Ladění a nastavování přijímačů	144
Přijímače signálů FM	147
Součástky pro přijímače VKV	147
Mf zesilovače pro FM	148
Automatické vyklíčování poruch	149
Dekodér dopravního rozhlasu	151
Stereofonní dekodér	152
Přepínače	153
Nf zesilovače	154
Ovládání přijímače	155
Automatické ladění	157
Nf předzesilovače	158
Napájení přijímačů	158
Odrušení automobilu	159
Inzerce	159

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 135 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Rozšiřuje PNS. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská střediska. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kovpakova 26, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 3. 8. 1989. Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

TESTING '89

V posledních letech je stále obtížnější sledovat vývojové trendy jak v konstrukci přístrojů, tak v používání nových materiálů a technologií, ve způsobech výroby a v otázkách spolehlivosti atd. Díky celosvětovým úsporným opatřením není také tak snadné jako dříve sehnat potřebné katalogy výrobků, objednat si zahraniční časopisy atd. Proto mají u nás stále větší ohlas akce, pořádané předními zahraničními firmami, které prezentují své výrobky u příležitosti nejrůznějších akcí, mezi něž patří např. veletrhy, sympozia, výstavy apod.

K těmto akcím patří již několik let sympozium a výstavka progresivních elektronických testovacích a měřicích systémů, které pod názvem TESTING pořádá každý rok na jaře (letos 17. dubna) rakouská obchodní společnost ELSINCO (Electronic Systems, Instruments, Computers Vertriebsgesellschaft mbH) z Vídně. Pro naši technickou veřejnost je zajímavá (a vždy byla) tím, že hlavním tématem sympozia je zvýšení produktivity a zlepšení kvality měření nasazením automatických měřicích systémů.

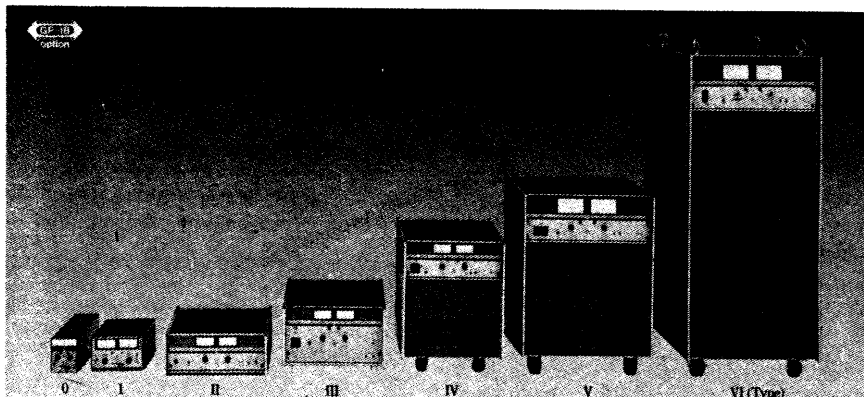
Elsinco zastupuje v Evropě několik zámořských firem – z Japonska především firmy Kikusui a Anritsu, z USA firmy Audio Precision. Letos byly na výstavce, která doprovázela sympozium, vystaveny mezi jinými výrobky, které jsou uvedeny na 3. straně obálky; jde o výrobky obou jmenovaných japonských firem – pro naše zákazníky jsou v současné době japonské výrobky zajímavé i z komerčního hlediska – jsou cenově výhodné vzhledem ke změně vzájemného kurzu US dolarů a japonských jenů. Přitom z hlediska jakosti jsou japonské výrobky srovnatelné s výrobky předních světových specializovaných výrobců – devizou firmy Elsinco pak je, jak řekl její ředitel, dodávat velmi jakostní výrobky za „férové“ ceny. Navíc je stále zřetelnější snaha japonských firem uchytil se na evropském trhu (i v socialistických státech), čehož dokladem je, kromě jiného, např. to, že firma Kikusui otevřela 1. 3. 1989 v Amsterdamu marketingové středisko, jehož součástí je i sklad náhradních dílů a přístrojů, takže se podařilo podstatně zkrátit veškeré dodací lhůty.

Protože především firma Anritsu nebyla dosud u nás příliš známá, uvádíme několik základních údajů, které ji jednoznačně přiřazují k velkým světovým výrobcům v oboru elektroniky: datum založení – 17. 3. 1931, počet zaměstnanců – 2850, kapitál – 7,7 miliónů jenů (asi kolem 50 miliónů US dolarů), ředitelství firmy je v Tokiu, továrna v Atsugi (rozloha kolem 105 000 m²), firma dodává výrobky do 130 zemí světa, od roku 1983 se zvětšil její roční obrát z asi 60 biliónů

jenů téměř o třetinu (na 90 biliónů). Výrobní program je velmi obsáhlý, firma vyrábí telefonní automaty na mince, telefony na magnetické karty, miniaturní relé, hybridní integrované obvody, monitorovací systémy pro zásobníky plynu, přenosové systémy optodigitální, kontrolní systémy pro vodní zdroje a drenáže, informační systémy pro provoz na silnicích, zařízení pro přenos stojících obrazů, testovací systémy jakosti přenosových linek, pro námořní účely radary, lodní terminály, zařízení SSB a DSB, radiostanice VHF/UHF FM pro provoz na souši, radiostanice SSB, komunikační přijímače, monitorovací přijímače, přístroje pro komunikaci po optických kabelech, přístroje pro pulsné-kódovou komunikaci, osobní počítače, analyzátoři, generátory signálů, kmitočtové syntezátory, čítače atd., periferie pro počítače, zařízení pro automatizaci průmyslové výroby (spektrometry, elektronické váhy, elektronické mikrometry, laserové měřiče, kontroléry, diagnostické měřiče pro stroje s rotujícími částmi, systémy k měření vnějších poloměrů atd.). Součástí výroby je i kalibrační laboratoř, dokonale vybavená měřicími standarty, která má současně za úkol kromě kontroly správnosti parametrů vyvíjet nové a efektivní měřicí metody (popř. přístroje) a spolupracovat s národními vývojovými institucemi, s průmyslovými laboratořemi a institucemi Akademie při tvorbě standardů a měřicích metod co největší přesnosti.

Vraťme se však k sympoziu. Program přednášek byl velmi bohatý: Měření v široké oblasti kmitočtů, elektromagnetická sluchlost – spektrální analyzátoři Anritsu, Dokonalá technologie měření přenosu na optických vláknech, Přesná měření v oblasti video – nový digitální generátor a analyzátor videosignálu Anritsu, Simulace umělých výpadků sítě a kolísání sítě pomocí střídavých zdrojů firmy Kikusui, Automatické měření s digitálními osciloskopy Kikusui. Přednášky byly rozděleny do tří dnů a celý cyklus byl „vyprodán“.

A konečně k přístrojům, jejichž fotografie jsou na třetí straně obálky. Přesto, že od listopadu 1987 platí pro vývoz japonských měřicích přístrojů a zařízení určitá omezení (především pokud jde o kmitočtový rozsah), byl pro vývoz uvolněn osciloskop COM7201E (200 MHz) a COM7101E (100 MHz), což je plně programovatelný (interface IMS-2/GPIB) digitální osciloskop, zahrnující integrovaný číslicový voltmetr a čítač; přístroj je čtyřkanalový se šířkou pásma (reálný čas, real time) 200 MHz u všech čtyř kanálů, vzorkování je 20 Ms/s. Osciloskop umožňuje digitalizování opakujících se signálů do 100 MHz. Díky interpolaci sinus/



Typy stejnosměrných napájecích zdrojů Kikusui

impulsy mohou být zaznamenány i jednotlivé impulsy až do 8 MHz. Přístroj byl testován a schválen k použití v Elektrotechnickém zkušebním ústavu v Praze (EZU) a je na něj poskytována tříletá záruční doba. Digitální voltmetr osciloskopu měří stejnosměrná, střídavá a mezivrcholová napětí, čítač měří přesně měřené signály do 200 MHz. Vertikální citlivost dvou hlavních kanálů je 1 mV/dílek. Vstupní impedanci lze volit ovládacím prvkem na čelním panelu (1 Mohm nebo 50 ohmů). Osciloskop má paměť 1K pro každý kanál plus čtyři paměti 1K. Díky použitému interface IMS-2/GPIB lze přístroj používat při automatizovaných měřeních ve spojení se zapisovači, signálními multiplexery apod., což umožňuje např. přímo připojit až 16 měřících sond (tj. 16 měřících míst) ke kanálům 1 a 2.

Digitální videogenerátor MG6301 umožňuje generovat až více než 100 signálů, digitální signálová data jsou oddělena na Y, C a SYNC, všechny signály lze volit na přední straně přístroje, lze jej používat pro

systémy NTSC a PAL, snadno lze přístroj včlenit do automatizovaného pracoviště, především při použití analyzátoru signálů MS6301, který samočinně identifikuje tvar signálu, měří až 40 různých parametrů včetně lineárního zesílení, nelineárního zesílení, poměru signál/šum, časových relací apod. Přístroj umožňuje též samočinně porovnávat měřené signály s nastavenými „standards“ jak co do tvaru, tak co do velikosti, možnost zaznamenávat výsledky měření je dána použitím interface IMS-2/GPIB (24kolíkový konektor). Sestava generátor-analyzátor poskytuje vyčerpávající informace o stavu jakéhokoli videosystému, lze ji i monitorovat vysílané televizní signály. Stejně dobře poslouží při vývoji a konstrukci i při výrobě spotřebních videomagnetofonů.

Přes 50 % celkového obrátu firmy Kikusui tvoří příjem za napájecí zdroje. Sortiment, který firma nabízí, obsahuje zdroje jak stejnosměrného, tak střídavého napětí (od kmitočtu 5 Hz do kmitočtu 500 Hz), klasické, spinané, pro proudy až do 500 A, které lze

k získání ještě většího výkonu řadit paralelně. Na obr. 1 je přehled typů stejnosměrných napájecích zdrojů.

Zajímavým přístrojem, velmi univerzálním a užitečným, je poslední z přístrojů na 3. straně obálky, měřič výkonu Anritsu typu ML4803. Přístroj umožňuje měřit ve W/dBm, v dB a ČSV. Má samočinné nastavování nuly, samočinnou korekci citlivosti podle použitých senzorů, různé paměťové funkce, indikaci čtyřmístnou, rozsahy -20, -10, 0 +10 a +20 dBm (100 μW až 100 mW), popř. 1 nW až 10 μW, kalibrační oscilátor má kmitočet 50 MHz. K přístroji lze připojit až 17 různých senzorů, amorfních nebo diodových, jimiž lze dosáhnout měřícího rozsahu od 100 kHz do 140 GHz.

TESTING '89 skončil. Byl, stejně jako další akce, školou moderní techniky, bez níž se naše technické kádry obejdou jen stěží. Proto čím více takových akcí, tím lépe. Na závěr snad je jediné – díky za vzorné uspořádání patří agentuře Made in ... (Publicity).

ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE DO AUTA

Ing. Jaroslav Vilhelm

Toto číslo AR řady B se zabývá autopřijímači z hlediska jakostních parametrů, normalizovaných rozměrů, měření parametrů, pasivní bezpečnosti, dále dopravním rozhlasem, způsoby odrušení a návrhem obvodů pro autopřijímače.

Jakostní parametry autopřijímačů

Autopřijímač je podle ČSN 36 7303 definován jako rozhlasový přijímač pro příjem dlouhých, středních, krátkých a velmi krátkých vln, určený k trvalému vestavění do motorového vozidla, který je napájen z autobaterie. Z hlediska jakostních parametrů a vybavení se autopřijímače rozdělují do tří jakostních skupin:

Skupina 1. Autopřijímače ve stereofonním provedení. Musí mít nejméně čtyři vlnové rozsahy včetně VKV, vypínatelné ADK, tláčičkovou předvolbu, tónový korektor, připojku pro magnetofon a reproduktorové soustavy. Mohou mít vestavěný stereofonní kazetový přehrávač a mohou být vybaveny i dalšími novinkami, které zlepšují a zjednodušují obsluhu.

Skupina 2. Autopřijímače s klasickým vybavením. Mají minimálně dva vlnové rozsahy. Pokud mají rozsah VKV, musí mít i ADK. Tónový korektor není podmínkou.

Skupina 3. Autopřijímače s podobnou konstrukcí jako ve skupině 2, mají však jen základní vybavení.

Jsou stanoveny závazné vlastnosti, které autopřijímač dané skupiny musí splňovat a doporučené další vlastnosti, určené dohodou mezi výrobcem a zákazníkem. Přehled závazných a doporučených vlastností je v tab. 1.

Kromě jakostních požadavků uvedených v tab. 1 musí autopřijímač splňovat řadu dalších požadavků, jako je např. klimatická a mechanická odolnost, bezpečnost, vyza-

řování, rozsah napájecích napětí, spolehlivost apod.

Klimatická odolnost. Autopřijímač musí odolávat klimatickým vlivům, které na něj působí při provozu, dopravě a skladování. Autopřijímač musí zabezpečit příjem v rozsahu teplot -5 až +50 °C při relativní vlhkosti vzduchu 85 % při 20 °C.

Mechanická odolnost. Autopřijímač musí vyhovovat mechanickým vlivům.

Otřesy – Přijímače do hmotnosti 30 kg musí vydržet 50 pádů z výšky 5 cm na stůl z tvrdého dřeva.

Pády – Autopřijímače do hmotnosti 20 kg včetně obalu musí vydržet 6 pádů z výšky 40 cm na tvrdý podklad (beton) postupně na všechny stěny obalu bez toho, že by se uvolnila kterákoli součástka, poškodila skříňka a uvolnily elektrické nebo mechanické části, mající vliv na správnou činnost.

Správná činnost přijímače. Přijímač musí vyhovovat určenému použití bez rušivých jevů. Posuzuje se bezhluchý chod ovládacích prvků, drnění, pazvuky reproduktorů a spolehlivost funkce. Při poslechu v jakékoli poloze regulačních prvků nesmí být slyšitelné mechanické kmitání součástek přijímače. Ladění musí mít lehký a plynulý chod bez zřetelného zadrhávání, pohyb ukazatele ladění musí být plynulý, nesmí zadržávat a nesmí být u něho viditelné boční náklony.

Vyzařování. Autopřijímače musí vyhovovat ustanovením ČSN 33 4200 (Ochrana rádiového příjmu před rušením) a ČSN 33 4230 (Odrušení rádiových přijímačů).

Spolehlivost a trvanlivost. Autopřijímače musí z hlediska spolehlivosti a trvanlivosti vyhovovat ČSN 36 7001, příloha 4. Ovládací prvky vystavené mechanickému opotřebení

při obsluze musí vyhovovat mechanickému namáhání, které zodpovídá 10 000násobnému opakování pracovního pohybu.

Napájecí napětí. Autopřijímače musí spolehlivě pracovat při napájení z autobaterie v rozmezí -10 až +20 % jmenovitého napětí. Normalizované jmenovité napětí je 12 V a 6 V, provozní napětí je 14 V a 7 V.

Bezpečnost autopřijímačů. Po bezpečnostní stránce z hlediska elektrické odolnosti a vybavení musí autopřijímače odpovídat požadavkům ČSN 36 7000. Z hlediska pasivní bezpečnosti motorových vozidel musí autopřijímače vyhovovat předpisu EHK č. 21 (jednotná ustanovení pro schvalování vozidel z hlediska jejich vnitřního vybavení), bodům 5.1.4 a 5.1.5. V bodě 5.1.4 je uvedeno, že knoflíky, koncovky táhel apod., zhotovené z pevného materiálu, které přecházejí o 3,2 až 9,5 mm přístrojovou desku, musí mít příčný průřez nejméně 2 cm², měřeno ve vzdálenosti 2,5 mm od nejdále vyčnívajícího bodu a musí mít okraje zaoblené (poloměr minimálně 2,5 mm).

V bodě 5.1.5 je uvedeno, že pokud tyto části vyčnívají o více než 9,5 mm nad povrch přístrojové desky, musí být konstruované a vyrobené tak, aby se mohly buď zatlačit působením vodorovné podélné síly 378 N směřující zpředu do přístrojové desky a nesmí přitom vyčnívat nad její povrch více než 9,5 mm a nebo se musí oddělit; v posledním případě zbyvající část nesmí mít po deformaci žádný nebezpečný výběžky; příčný průřez ve vzdálenosti minimálně 6,5 mm od nejvíce vyčnívajícího bodu musí mít minimální plochu 6,5 cm².

Definice měřených parametrů

Pro snazší pochopení termínů uvedených v předchozí stati si uvedeme jejich definice a v následující stati i způsoby měření těchto parametrů.

Jmenovitý parametr – je takový parametr, jehož velikost je nezbytnou podmínkou pro

Tab. 1a. Vlastnosti autopřijímačů – závazné jakostní požadavky

		Skupina			Poznámka	
		1	2	3		
Část FM						
Kmitočtové rozsahy		4				
Stálost naladění kHz		30	50	–	s ADK	
		70	90	–	bez ADK	
Citlivost [μV] (s + š)/š = 20 dB, mono/stereo		1,5/8	3	–	Z _{vst} = 75 Ω	
Citlivost [μV] pro nasycený stav		3	10	–	Z _{vst} = 75 Ω	
Selektivita S ₃₀₀ dB		50	34	–		
Interferenční poměr pro zrcadlový signál[dB]		66	50	–		
Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál dB		70	50	–		
Amplitudová kmitočtová charakteristika přes celý přijímač Hz		40 až 14 000	63 až 12 500	–		
Nelineární % zkreslení 1 kHz, mono/stereo 40/36,5 dB v pásmu 250 až 6300 Hz mono/stereo		1/1,5	3	–		
		30,5 dB	–			
		3/5	5	–		
		30,5/26 dB	26 dB	–		
Přeslechový útlum signálu dB 1 kHz v pásmu 250 až 6300 Hz		30	–	–		
		26	–	–		
Potlačení zbytků pilotního kmitočtu 19/38 kHz dB		40/50	–	–		
Potlačení AM na rozsazích FM dB		50	40	–		
Minimální výstupní výkon W		2×6	4	–		
Největší užitečný vstupní signál mV		250	150	–		
Užitečná citlivost [μV], (s + š)/š = 46 dB		10/70	25	–	Z _{vst} = 75 Ω	
Automatické doladění ADK kHz		±100	±100	–		
Část AM						
Stálost naladění DV, SV/KV dB		2/4	2/6	3/8		
Citlivost [μV], (s + š)/š = 20 dB		DV	50	80	160	umělá autoanténa podle ČSN 36 7090
		SV	20	50	100	
		KV	20	50	100	
Selektivita S ₉ dB		DV	50	46	36	
		SV	–	40	–	
		KV	44	34	28	
Interferenční poměr pro zrcadlový signál dB		DV 0,25 MHz	70	60	50	
		SV 1 MHz	60	50	42	
		KV 11,8 MHz	30	20	14	
Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál [dB]		DV 0,25 MHz	60	50	40	
		SV 0,55 MHz	50	40	30	
Amplitudová kmitočtová charakteristika přes celý přijímač Hz		50 až 4000	50 až 2500	100 až 2000	SV 1 MHz	
Nelineární zkreslení v přenášeném pásmu %		2	3	4	m = 80 %	
		34 dB	30,5 dB	28 dB		
Největší užitečný vstupní signál mV		1000	500	500	SV 1 MHz	
Automatické vyrovnaní citlivosti dB		70	56	50	SV 1 MHz	

Tab. 1b. Vlastnosti autopřijímačů – doporučené jakostní požadavky

		Skupina		
		1	2	3
Část FM				
Nastavování, souhlas se stupnicí [%]		±3,6	±4,6	±5,0
Potlačení postranních maxim na rozsahu VKV [dB], charakteristika ladění		6	4	–
Část AM				
Nastavování, souhlas se stupnicí [%]	DV	±2	–	–
	SV	±2	±2,5	±3
	KV	±3,5	±3,5	–
Mrtvý chod [kHz]	SV 1 MHz	2	3	4
Užitečná citlivost [μ V], $(s + \dot{s})/\dot{s} = 36$ dB	DV	200	500	1000
	SV	130	320	650
	KV	130	320	650

měření jiných parametrů. Tak např. pro měření kmitočtové charakteristiky a nelineárního zkreslení je jmenovitým parametrem výstupní výkon.

Měření z hlediska elektrického napětí – měření, jehož výsledek je vyjádřen jako napětí nebo poměr napětí přiváděných na zátěž.

Měření přes celý přijímač – měření parametrů přijímače, při nichž se měřící signál přivádí na anténu nebo anténní konektor.

Citlivost přijímače – minimální napětí nebo intenzita pole vstupního signálu, která zajišťuje při daných podmínkách požadovaný výstupní výkon.

Reálná citlivost – citlivost, při níž je zajištěn příjem vysílačů se zadanou minimální úrovní šumu.

Maximální citlivost – citlivost, při níž je zabezpečen příjem vysílačů majících úroveň šumu srovnatelnou s úrovní užitečného signálu.

Citlivost pro nasycený stav – citlivost při příjmu FM, představovaná úrovní vstupního signálu při standardní modulaci, při níž se zmenší úroveň výstupního signálu o 3 dB, když se plynule zmenšuje úroveň vstupního signálu.

Základní citlivost – citlivost omezená šumem jako minimální úroveň vstupního signálu při standardní modulaci, dávající jmenovitý výkon při poměru signál + šum k šumu $(s + \dot{s})/\dot{s}$ rovném 26 dB při FM a 20 dB při AM.

Užitečná citlivost – citlivost pro poměr $s + \dot{s}/\dot{s} = 40$ dB pro FM a 36 dB pro AM.

Standardní modulace – je modulace nosného kmitočtu kmitočtem 1 kHz s hloubkou modulace 30 % při AM. Při FM je při mono zdvih 15 kHz (OIRT), popř. 22,5 kHz (CCIR), při stereo je zdvih 40 kHz.

Selektivita – parametr charakterizující schopnost přijímače oslabovat vliv rušivých signálů na různých přijímaných kanálech.

Parazitní přijímací kanál – signál (o kmitočtu, který je odlišný od nalaďeného kmitočtu), jehož vstupní napětí způsobuje zkreslení přijímaného signálu nebo změnu výstupního napětí při nepřítomnosti užitečného signálu nebo nemodulovaného užitečného signálu.

Sousední kanál – parazitní příjmový kanál, který má nejmenší možné odladění poměrně k užitečnému signálu při daném systému rozhlasového vysílání.

Doplňkové přijímací kanály – parazitní přijímací kanály, na kterých může vstupní napětí

se základním signálem nebo s harmonickými místního oscilátoru vytvářet ve směšovači přijímače mezifrekvenční napětí.

Zrcadlový kanál – doplňkový přijímací kanál, lišící se od nalaďeného kmitočtu přijímače o dvojnásobek mezifrekvenčního kmitočtu.

Křížové zkreslení – zkreslení vlivem rušícího signálu, kdy užitečný signál je modulován složkami modulace rušícího signálu.

Pásmo působení křížového rušení – kmitočtové pásmo, v němž se v maximální míře uplatní vliv křížového zkreslení.

Boční nalaďení – kmitočty vyšší a nižší než je kmitočet přesného nalaďení, při nichž vzhledem k detekci na boku S-křivky výstupní napětí dosáhne maxima.

Přeslech mezi stereofonními kanály – parametr určující míru pronikání signálu z jednoho stereofonního kanálu do druhého.

Interferenční poměr – udává poměr mezi žádaným a nežádoucím signálem.

Automatické doladění kmitočtu – systém, zabezpečující s určitou přesností uchování nalaďeného kmitočtu přijímače při vlivu činitelů, schopných změnit kmitočet místního oscilátoru.

Pásmo zachytávání automatického doladování – kmitočtové pásmo, pro které platí, že vstupní napětí na kterémkoli kmitočtu tohoto pásma způsobuje vlivem činnosti doladování kmitočtu přeladění kmitočtu místního oscilátoru přijímače.

Pásmo udržení automatického doladění kmitočtu – kmitočtové pásmo, uvnitř kterého změna kmitočtu vstupního signálu způsobuje v důsledku činnosti automatického doladování kmitočtu potřebnou změnu kmitočtu místního oscilátoru.

Automatické vyrovnaní citlivosti – systém, který zabezpečuje při velkých změnách úrovně vstupního signálu malou změnu vý-

stupního napětí přijímače při zachování tvaru obálky napětí přiváděného na detektor.

Souhlas se stupnicí – rozdíl mezi kmitočtem přijímaného signálu a kmitočtem, určeným podle stupnice přijímače.

Pohodnost ladění – poměr délky posuvu bodu na ladicím knoflíku přijímače ke změně laděného kmitočtu, která při tom nastane.

Vůle ladicího mechanismu – maximální posuv bodu na ladicím knoflíku přijímače, při němž se nezmění nalaďený kmitočet přijímače. Někde je tento parametr uváděn jako mrtvý chod.

Činitel ztlacnění – charakterizuje schopnost přijímače FM přijímat silný signál při slabším rušícím signálu, který má stejný nosný kmitočet. Činitel ztlacnění je definován jako polovina poměru v dB a udává, kolikrát se musí zvětšit užitečný signál na výstupu přijímače, aby se odstup signálu od rušení na výstupu zvětšil z 1 na 30 dB.

Stabilita nalaďení – ukazuje, o kolik se změní nalaďený kmitočet přijímače v důsledku vlivu některého destabilizačního činitele.

Nizkofrekvenční signál – signál s kmitočty od 0 do 100 kHz.

Signál podzvukových kmitočtů – nf signál v rozsahu od 0 do 20 Hz.

Signál zvukových kmitočtů – nf signál v kmitočtovém rozsahu od 20 Hz do 20 kHz.

Vysokofrekvenční signál – signál s nosnými kmitočty od 100 kHz do 30 MHz.

Signál VKV – signál s kmitočty od 30 MHz do 300 MHz.

Rozsah přenášených kmitočtů – kmitočtový rozsah signálu na výstupu přístroje od nejnižšího do nejvyššího nf kmitočtu, v němž je zaručena určená odchylka kmitočtové charakteristiky.

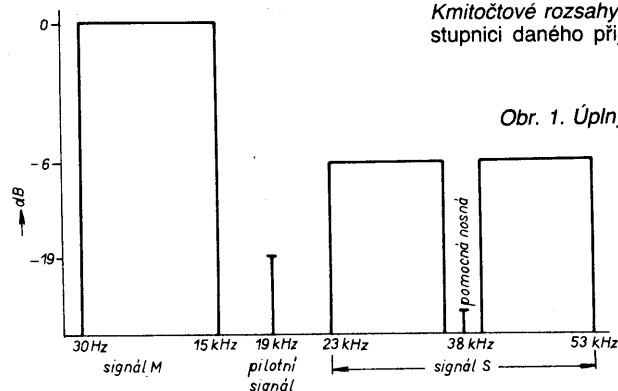
Komplexní stereofonní signál s pilotním signálem – celkový signál, kterým je kmitočtově modulován vysílač při stereofonním přenosu. Je tvořen:

- signálem M rovném polovině součtu signálu pravého a levého kanálu,
- signálem pilotního kmitočtu 19 kHz (\pm Hz), který činí 8 až 10 % špičkového zdihu vysílače a který v přijímači slouží k obnově pomocného signálu s fází odpovídající fází pomocné nosné na straně vysílače,
- signálem rovným polovině rozdílu signálu levého a pravého kanálu, amplitudově namodulovaném na pomocné nosné s kmitočtem 38 kHz (\pm 4 Hz), který je potlačen tak, aby zbytek pomocné nosné nevyvolával větší zdvih než 1 % špičkového zdihu vysílače, přičemž vyšší harmonické kmitočty pomocné nosné a jejich postranních pásem nesmí celkově vyvolat větší kmitočtový zdvih než 0,2 % špičkového zdihu vysílače.

Na obr. 1 je maximální podíl jednotlivých spektrálních složek na špičkovém zdihu vysílače.

Úplný stereofonní signál s pilotním signálem – měřící signál VKV kmitočtově modulovaný komplexním stereofonním signálem při 100% soufázové modulaci v levém a pravém stereofonním kanále kmitočtem, který tvoří 10 % z celkového zdihu nosného kmitočtu.

Kmitočtové rozsahy – rozsahy uvedené na stupnici daného přijímače. Pro rozhlasové



Obr. 1. Úplný stereofonní signál

přijímače jsou určeny následující kmitočtové rozsahy:
 dlouhé vlny – 150 až 285 kHz, tj. 2000 až 1050 m,
 střední vlny – 525 až 1605 kHz, tj. 572 až 185 m,
 krátké vlny – 5,95 až 26,1 MHz, tj. 49 až 11 m,
 VKV I – 66 až 73 MHz,
 VKV II – 87,5 až 108 MHz.

Amplitudová kmitočtová charakteristika – kmitočtová charakteristika snímání na výstupu zařízení, která je omezena kmitočty, na nichž se zmenší výstupní napětí o 3 dB oproti referenčnímu kmitočtu 1 kHz. Kmitočtová charakteristika při FM je uvažována bez kompenzace výšek zdůrazněných vysílačem. Deemfáze v přijímačích způsobuje na vyšších kmitočtech pokles o 6 dB na oktavu.

Nelineární zkreslení – zkreslení, které vzniká v nelineární soustavě, nejzávažnější jsou zkreslení harmonické, intermodulační a zkreslení křížovou modulací. Harmonické zkreslení je způsobeno vyššími harmonickými základního kmitočtu. Intermodulační zkreslení je zkreslení výstupního signálu způsobené vznikem kombinačních složek na výstupu zařízení, když na jeho vstupu působí dva nebo několik signálů s určitými amplitudami a kmitočty. Křížová modulace je nežádoucí transformace modulače rušivého signálu na nosný kmitočet užitečného signálu.

Potlačení zbytků pilotního signálu – poměr užitečného signálu k signálu 19 kHz a 38 kHz.

Potlačení AM na rozsazích FM – schopnost přijímače potlačit signál AM a intermodulační složky, pokud se na vstup přijímače přivede současně amplitudově i kmitočtově modulovaný signál.

Relativní úroveň signálu – poměr výkonu v pikowattech, napětí v mikrovolttech, intenzity pole v mikrovolttech na metr nebo zvukového tlaku v pascálech k výchozí (nulové) úrovni, která je rovna 1 pW, 1 μ V, 1 μ V/m a $2,03 \cdot 10^{-5}$ Pa a je vyjádřena v decibelech.

Intenzita pole vstupního signálu – intenzita homogenního pole v prostoru, v němž je zkoušený přijímač.

Meze změny úrovně vstupního signálu – rozsah změn úrovně vstupního signálu s hloubkou modulače minimálně 0,8 při amplitudové modulaci a minimálně 1,0 při kmitočtové modulovaném signálu, při němž činitel nelineárního zkreslení výstupního signálu je maximálně 10 %.

Maximální (minimální) úroveň vstupního signálu – horní (dolní) mez změny úrovně v vstupního signálu, přiváděného na přijímač.

Hloubka modulače kmitočtově modulovaného signálu – poměr kmitočtového zdvihu k maximálnímu kmitočtovému zdvihu, použitý pro daný systém rozhlasového vysílání. Maximální hloubka modulače = 1 odpovídá ± 50 kHz pro nosné kmitočty v rozsahu 65,8 až 73 MHz a ± 75 kHz v rozsahu 87,5 až 108 MHz.

Kmitočtový zdvih – změna kmitočtu při kmitočtové modulaci. Maximální kmitočtový zdvih je změna kmitočtu odpovídající nejvyšší úrovni modulující veličiny vůči kmitočtu nosného signálu bez modulače.

Odstup signálu od šumu – poměr efektivní hodnoty výstupního napětí přijímače obsahujícího jen nf složky odpovídající kmitočtům modulačního napětí k efektivní hodnotě výstupního napětí při nemodulovaném vstupním signálu (mimo složek brumu, ultrazvukových kmitočtů a zbytků pilotních signálů při měření multiplexními signály).

Standardní (měřicí) výstupní výkon – výkon doporučený při měření řady parametrů; je 50 mW pro přijímače s jmenovitým výkonem nad 150 mW a 5 mW pro přijímače s výstupním výkonem menším než 150 mW. Při elek-

troakustických měřeních je standardní výstupní výkon 100 mW.

Jmenovitý výstupní výkon – výkon nastavený při měření činitele nelineárního zkreslení a řadě jiných parametrů, zajišťujících současnou činnost všech kanálů po dobu 10 minut při teplotě okolí 15 až 35 °C. Kvalita reprodukce se určuje při jmenovitém nf signálu nebo při 100% modulaci.

Maximální užitečný výstupní výkon – výkon, při němž se zvětšuje činitel nelineárního zkreslení na zadanou velikost (1,5 nebo 10 %).

Normální (etalonový) výstupní výkon – výkon při hloubce modulače 0,3, rovnající se 0,1 jmenovitého výkonu nebo 0,1 přípustné minimální velikosti maximálního výkonu.

Úroveň vzniku omezení – úroveň vstupního signálu, při níž se zmenší výstupní napětí o 3 dB při jmenovitém vstupním napětí.

Náhradní anténa – obvod, který umožňuje získat požadované napětí a proud při přiváděném napětí, které je součinem intenzity pole a výšky reálné antény.

Automobilový anténní systém – je zařízení určené k přenosu přijímaného signálu na vstup autopřijímače. Je tvořeno přijímací anténou, držáky antény, propojovacím kabelem a konektory.

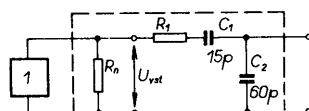
Způsoby měření parametrů přijímače

Při měření jednotlivých parametrů se vychází ze všeobecných podmínek měření: měří se při teplotě okolního vzduchu 20 ± 5 °C, při relativní vlhkosti vzduchu 60 ± 15 % a při atmosférickém tlaku 86 až 106 kPa. Pokud se v místě měření vyskytuje rušivý signál, je nutné při měření malých vstupních napětí měřit ve stíněné místnosti, která zmenší úroveň rušivého signálu o 20 dB pod úroveň nejmenšího měřicího signálu na vstupu přijímače, nebo o 10 dB vzhledem k měřené úrovni signálu nebo šumu na výstupu přijímače. Měřit se musí při jmenovitém napětí zdroje s maximální odchylkou ± 2 %. Při měření parametrů autopřijímače je třeba používat autobaterii nebo stabilizovaný zdroj s vnitřním odporem rovným vnitřnímu odporu autobaterie. Pokud tomu tak není, je nutné do série se zdrojem zapojit rezistor, jehož odpor bývá pro daný přijímač uveden v technických podmínkách nebo se volí pro hloubku modulače vstupního signálu 30 % a pro výstupní výkon rovný 0,3 výkonu jmenovitého.

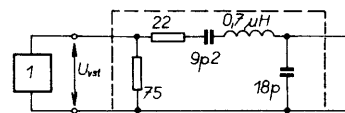
Při měření autopřijímačů napájených z olověných akumulátorů se uvažuje jmenovité napětí 2,4 V na článek. Snížené napětí je 1,8 V na článek a zvýšené je 2,6 V na článek. Pro měření, pokud není uvedeno v TP jinak, se používají především kmitočty: 16, 31,5, 63, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 a 16 000 Hz/kHz/MHz.

V rozsahu krátkých vln se doporučuje volit kmitočty 6,1, 7,2, 9,6, 11,8, 13,7, 15,3, 17,8, 21,6, 25,8 MHz, v rozsazích VKV jsou to kmitočty: 66, 69, 73, 88, 94, 98, 100, 108 MHz. Základní měřicí kmitočty jsou 69 a 98 MHz.

Na obr. 2 je zapojení náhradní antény pro



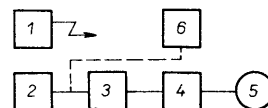
Obr. 2. Náhradní anténa autopřijímačů pro DV, SV a KV; 1 – vf signál generátor, R_n – rezistor, jehož odpor je roven odporu přizpůsobené zátěže generátoru, R_1 – rezistor, jehož odpor se určuje z podmínky $R_1 + 0,5R_n = 80 \Omega$



Obr. 3. Náhradní anténa autopřijímače pro VKV; 1 – vf signální generátor

měření parametrů autopřijímačů v rozsahu DV, SV a KV, na obr. 3 je náhradní anténa pro měření autopřijímačů v rozsahu VKV.

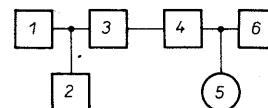
Měření rozsahu přijímaných kmitočtů – použijeme zapojení podle obr. 4. Indikátor nala-



Obr. 4. Měření rozsahu přijímaných kmitočtů; 1 – generátor pole, 2 – vf signální generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – elektronický voltmetr, 6 – čítač kmitočtu

dění přijímače postupně nastavíme do krajních poloh stupnice každého kmitočtového rozsahu. Čítačem kmitočtu se určí kmitočet generátoru odpovídající přesnému měření. Pokud je v přijímači digitální stupnice, určíme rozsah přijímaných kmitočtů podle digitální stupnice.

Měření souhlasu se stupnicí – zapojení pro měření je na obr. 4. Měřicí kmitočty se volí tak, aby poloha indikátoru nalažení přijímače odpovídala značce na stupnici nebo údaj digitální stupnice. Čítačem kmitočtu se měří přesný kmitočet generátoru, který odpovídá kmitočtu nalažení přijímače. Výsledkem měření je rozdíl mezi kmitočty generátoru a kmitočty na stupnici.



Obr. 5. Kontrola činnosti ADK; 1 – vf signální generátor, 2 – čítač kmitočtu, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – elektronický voltmetr, 6 – měřič nelineárního zkreslení

Kontrola činnosti automatického doladování kmitočtu – měří se v zapojení podle obr. 5. Na kmitočtu přesného nalažení přijímače se změní činitel nelineárního zkreslení. Zapne automatické doladování kmitočtu a rozladíme generátor pod a nad kmitočet přesného nalažení, určíme mezní kmitočty pásma udržení f_y a f'_y , na nichž je činitel nelineárního zkreslení K'_g 2 až 3× větší než při přesném nalažení (maximálně však 10 %), nebo se pozoruje skokovitá změna výstupního napětí. Pro určení mezních kmitočtů pásma zachycení ADK je třeba změnit kmitočet generátoru z kmitočtu přesného nalažení přijímače na kmitočet, který je zjevně mimo pásmo udržení systému ADK, přibližujeme se ke kmitočtu přesného nalažení ze strany nižších a vyšších kmitočtů a určujeme mezní kmitočty f_z a f'_z pásma udržení systému ADK, při nichž je činitel nelineárního zkreslení K'_g větší nebo se pozoruje skoková změna výstupního napětí.

Je možné použít i metodu, při níž při rozladění od přesného kmitočtu vyladění na obě dvě strany o daný kmitočet (viz tab. 1) musí po zapnutí ADK přijímač „stanici“ doladit a výstupní výkon musí být 0,8 výstupního výkonu při přesném nalažení.

Měření stability naladění – pro měření se použije zapojení podle obr. 4. Stabilita naladění se kontroluje při vlivu těchto destabilizačních činitelů:

a) vlastní ohřev (před měřením musí být přijímač 4 hodiny ve vypnutém stavu). Po prvé se měří po 2 minutách a poté po 5 minutách po zapnutí po dobu do 60 min;

b) změny úrovně vstupního signálu – měří se po ohřevu přijímače po dobu 1 hodiny. Signál se zvětší z úrovně reálné citlivosti nad úroveň 100 dB (μV) a nebo 120 dB (μV) v rozsahu KV a 100 dB (pW) v rozsahu VKV;

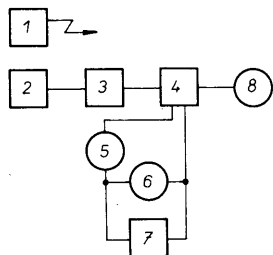
c) změny napětí zdroje proudu – první měření je při jmenovitém napětí zdroje proudu během ohřevu v trvání jedné hodiny na zadanou teplotu,

d) změna teploty okolí – přijímač umístíme do teplotní komory nebo termostatu. Prvně se měří při běžné teplotě po vlastním ohřevu přijímače během jedné hodiny. Potom měníme teplotu podle zadání. Čítačem kmitočtu se zjistí kmitočet generátoru. Potom se přijímač podrobí vlivu jednoho z uvedených destabilizačních činitelů. Kmitočet generátoru měníme tak, aby se dosáhlo přesného naladění a zaznamená se nový kmitočet generátoru. Výsledek měření je rozdíl kmitočtu generátoru při prvním a dalších měřeních.

Měření pohodlnosti ladění – zapojení pro měření je na obr. 4. Označí se určitý bod na ladicím knoflíku přijímače. Potom se otáčí knoflíkem tak, aby se daný bod posunul o 10 mm po kružnici a generátor se naladí na nový kmitočet, který si zapíšeme. Totéž se udělá i na druhou stranu. Při měření musíme vyloučit vliv mrtvého chodu. Výsledkem měření je poměr 20 mm k rozdílu kmitočtů dvou naladění v mm/kHz.

Měření vůle ladicího mechanismu, mrtvého chodu – zapojení podle obr. 5. Přijímač se přesně naladí, změří se kmitočet vstupního signálu (přednostně na SV), knoflíkem ladění otočíme o jednu otáčku na jednu stranu a zpět do výchozí polohy a změříme první rozdíl kmitočtů naladění; potom otočíme knoflíkem na druhou stranu a zpět a změříme rozdíl kmitočtů naladění. Mrtvý chod je geometrický průměr hodnot rozdílů kmitočtů naladění v kHz.

Měření elektrického příkonu – zapojení podle obr. 6. Měří se při vstupním napětí 2 V;



Obr. 6. Měření elektrického příkonu; 1 – generátor pole, 2 – vf signální generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – ampérmetr, 6 – ss voltmetr, 7 – zdroj proudu, 8 – elektronický voltmetr

regulátor hlasitosti se postupně nastavuje do poloh odpovídajících minimálnímu výstupnímu výkonu (klidový proud), 0,4 jmenovitého výstupního výkonu a jmenovitému výstupnímu výkonu. Měří se v rozsahu VKV nebo SV. Měří se napětí a proud nebo výkon wattmetrem v napájecím obvodu přijímače. Výsledkem je změřený výkon a proud.

Měření reálné citlivosti přes vstup pro vnější anténu – měří se jak na rozsazích DV, SV a KV, tak i na VKV podle zapojení na obr. 7. Nejprve přepneme přepínač S do polohy a,

přijímač naladíme na měřicí kmitočet. Utlum děliče bude nulový. Vypneme modulaci, přepínač S přepneme do polohy b a voltmetrem změříme šumové napětí. Přepínač vrátíme do polohy a, zapneme modulaci a děličem ji nastavíme podle voltmetru tak, aby odpovídala šumovému napětí. Odstup signálu od šumu je v tomto případě roven utlumu děliče. Potřebný odstup signálu od šumu se získá příslušnou změnou vstupní úrovně signálu a polohy regulátoru hlasitosti pro zachování výstupního napětí odpovídajícího požadovaným podmínkám měření. Výsledkem měření na VKV je výkon generátoru na přizpůsobené zátěži v dB nad 1 pW nebo 1 fW nebo napětí na vstupu při výstupním napětí odpovídající normálním podmínkám pro normovaný odstup signálu od šumu.

Na rozsazích DV, SV a KV je výsledkem měření výstupní napětí generátoru v μV nebo dB nad 1 μV při standardním výkonu a zadaném poměru signál/šum.

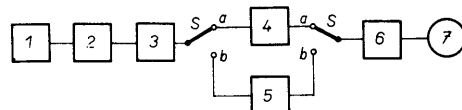
Metoda měření maximální citlivosti – měří se při standardním výstupním výkonu. Regulátor hlasitosti se nastaví na maximum. Na VKV se měří v zapojení podle obr. 7 a na ostatních vlnových rozsazích podle obr. 7 a 8. Určíme minimální vstupní napětí anebo minimální intenzitu pole, která zajišťuje standardní výkon. Přitom zaznamenáme odstup signálu od šumu na výstupu přijímače. Pokud je odstup signálu od šumu menší než 3 dB, pak se maximální citlivost určí při takové poloze regulátoru hlasitosti, kdy odstup signál/šum je roven 3 dB. Výsledkem měření je minimální vstupní napětí nebo intenzita pole, která zaručuje normální výstupní výkon, vyjádřená v μV nebo dB nad 1 pW (fW) nebo 1 μV nebo dB nad 1 $\mu V/m$.

Metoda měření odstupu signálu od šumu – podmínky měření dány TP pro daný výrobek. Měří se v zapojení podle obr. 9. Při měření stereofonních přijímačů se na vstup přivádí úplný stereofonní signál. Při vypnutí modulace zůstává modulace pomocnou nosnou nebo pilotním kmitočtem. Výsledkem měření je údaj děliče.

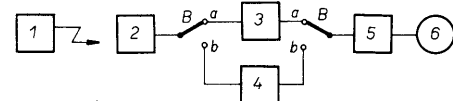
Měření selektivity pro sousední kanál – při měření na VKV lze měřit jak v monofonním, tak i stereofonním provozu při normované hloubce modulace (mono VKV I zdvih 15 kHz, VKV II zdvih 22,5 kHz, při stereo 40 kHz). Měření se doporučuje opakovat při vstupním signálu 40 dB (pW) při vypnutém a zapnutém ADK. Měří se v zapojení podle obr. 10. Měří se tak, že se nastaví při vypnutém rušícím signálu normální výstupní výkon. Potom se vypne modulace užitečného signálu a zapne rušící signál s hloubkou modulace $m = 0,3$ a modulačním kmitočtem 1 kHz a změří se jeho úroveň pro výstupní výkon menší o 30 dB, než je výkon normální. Měří se při jednom nebo několika odladěných rušivého signálu. Výsledkem měření je poměr rušícího napětí k napětí užitečného signálu v dB.

Měření selektivity sousedních kanálů při rozladění $\pm 5; \pm 9$ a ± 18 kHz – měří se v jednom bodě každého rozsahu na kmitočtu uvedeném v TP výrobku v zapojení podle obr. 11. Rozdíl kmitočtů užitečného a rušícího signálu musí odpovídat měřeným kanálům. Nejprve se vypne modulace generátoru 2, zapne generátor 3, který je amplitudově modulován kmitočtem 1 kHz, s hloubkou modulace $m = 0,3$ a měří se jeho výstupní napětí před dosažením výkonu, který je o 20 dB (30 dB) menší než je standardní výkon. Při tom je nutné kontrolovat vliv rušícího signálu na výstupní výkon užitečného signálu: „stáhneme“ modulaci rušivého signálu a modulujeme užitečný signál. Pokud rušivý signál ovlivňuje výstupní výkon užitečného signálu, výstupní výkon nastavíme regulátorem hlasitosti na normální výstupní výkon. Výsledkem měření je poměr rušícího a užitečného signálu vyjádřený v dB.

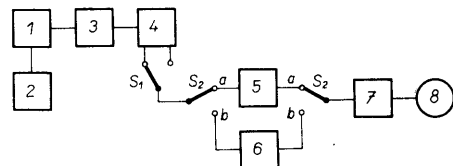
Měření selektivity pro mezifrekvenci, zrcadlový a další doplňkové kanály při VKV – vztažný signál je rovný reálné citlivosti a zvětšuje se až do úrovně 1 V nebo do maximálního vstupního napětí daného výrobku. Měří se v zapojení podle obr. 12. Při tomto měření se nastaví potřebné vstupní napětí signálu, maximálně však 1 V, při pře-



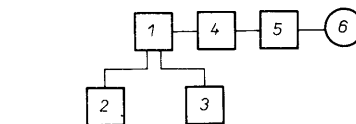
Obr. 7. Měření reálné citlivosti; 1 – signální generátor, 2 – náhradní anténa, 3 – přijímač, 4 – třetiooktávový filtr pro kmitočet 1 kHz, 5 – filtr se šířkou pásma 300 Hz až 15 kHz, 6 – dělič, 7 – elektronický voltmetr, S – přepínač



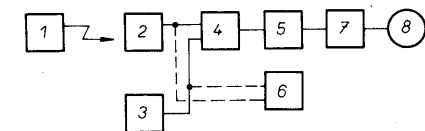
Obr. 8. Měření reálné citlivosti generátorem pole; 1 – generátor pole, 2 – přijímač, 3 – úzkopásmová propust pro referenční signál, 4 – pásmová propust pro 300 Hz až 15 kHz, 5 – dělič, 6 – elektronický voltmetr



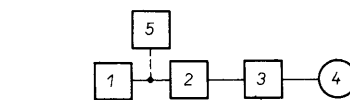
Obr. 9. Měření odstupu signálu od šumu; 1 – signální generátor, 2 – stereofonní modulátor, 3 – náhrada antény, 4 – přijímač, 5 – třetiooktávový filtr pro 1000 Hz, 6 – pásmová propust 200 Hz až 15 kHz, 7 – dělič, 8 – elektronický voltmetr



Obr. 10. Měření selektivity pro sousední kanál; 1 – náhrada antény přizpůsobovacími rezistory, 2, 3 – vf signální generátory, 4 – přijímač, 5 – třetiooktávový filtr pro 1 kHz, 6 – elektronický voltmetr

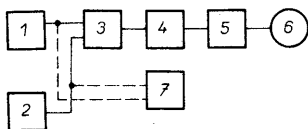


Obr. 11. Měření selektivity sousedních kanálů při rozladění $\pm 5; \pm 9$ a ± 18 kHz; 1 – generátor pole, 2 – vf signální generátor užitečného signálu, 3 – vf generátor rušícího signálu, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6 – čítač kmitočtu, 7 – pásmová propust pro kmitočty 900 až 1100 Hz, 8 – elektronický voltmetr



Obr. 12. Měření selektivity pro mf, „zrcadla“ a doplňkové kanály na VKV; 1 – signální generátor, 2 – náhrada antény, 3 – přijímač, 4 – elektronický voltmetr, 5 – čítač kmitočtu (jednosignálová metoda)

ladování generátoru v pásmu 41,5 až 250 MHz si zapisujeme přijímané kanály odpovídající mezifrekvenčním, zrcadlovým kmitočtům a kmitočtům doplňkových přijímacích kanálů. Povinně se měří kanály s kmitočty $f_s + 1,5f_{mf}$, $f_s + 0,5f_{mf}$, $1,5f_s + f_{mf}$, kde f_s je kmitočet signálu a f_{mf} je mezifrekvenční kmitočet. Po naladění na každý přijímací kanál se změni úroveň vstupního signálu tak, aby na výstupu přijímače byl jmenovitý výkon, přičemž si vždy poznamenáme kmitočet a úroveň vstupního signálu daného kanálu. Výsledkem měření je poměr napětí rušícího a užitečného signálu vyjádřený v dB. Pro měření je možné použít i tzv. dvousignálovou metodu podle obr. 13, při níž se nejdříve vypne modulace generátoru užitečného signálu, zapne generátor rušícího signálu a jeho nemodulované výstupní napětí se nastaví tak, aby bylo větší než je předepsané napětí. Generátor se postupně nastavuje na mf, zrcadlové a druhé doplňkové přijímací kanály. Při rozladění o ± 2 kHz poměrně ke kmitočtu měřeného kanálu se na výstupu filtru nastaví maximální napětí, které vzniká v důsledku rázů. Napětí rušícího signálu se nastaví tak, aby výstupní výkon při jeho vlivu byl o 30 dB menší než je při přivedení modulovaného užitečného signálu. Stejně jako v předchozím měření je nutné kontrolovat vliv rušivého signálu na užitečný signál. Výsledkem měření je poměr napětí rušícího a užitečného signálu v dB na daném přijímacím kanálu.



Obr. 13. Měření selektivity pro mf, „zrcadla“ a doplňkové kanály na VKV dvojsignálovou metodu; 1, 2 – signální generátory, 3 – náhradní antény, 4 – přijímač, 5 – třetinooktávový filtr pro 1 kHz, 6 – elektronický voltmetr, 7 – čítač kmitočtů

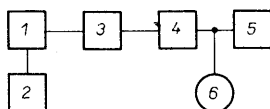
Měření selektivity pro mf, zrcadlové a jiné doplňkové přijímací kanály na DV, SV a KV – měří se v zapojení podle obr. 11. Vypneme modulaci generátoru 2, zapneme generátor 3 a úroveň modulovaného rušícího napětí nastavíme větší než je určená mez. Generátor 3 nastavujeme postupně na mf, zrcadlové a jiné doplňkové přijímací kanály. Největší pozornost věnujeme přijímacím kanálům s kmitočty $2f_s + 3f_{mf}$, $2f_s + f_{mf}$, $3f_s + 4f_{mf}$, $3f_s + 2f_{mf}$, $4f_s + 5f_{mf}$, $4f_s + 3f_{mf}$, $5f_s + 6f_{mf}$, $n5f_s + 4f_{mf}$, kde f_s je kmitočet signálu, f_{mf} je mezifrekvenční kmitočet. Při rozladění o ± 2 kHz od kmitočtu měřeného kanálu nastavíme maximální napětí na výstupu filtru, vznikající v důsledku rázů. Úroveň rušícího signálu nastavíme tak, aby výstupní výkon způsobený rušením byl stejný jako při modulovaném užitečném signálu. Při měření je nutné kontrolovat vliv rušivého signálu na výstupní výkon užitečného signálu. Pro tento účel kmitočet rušícího signálu změním o 3 až 4 kHz, dokud nezmizí rázy a zapneme modulaci užitečného signálu. Pokud rušivý signál ovlivňuje výstupní výkon užitečného signálu, výstupní výkon nastavíme regulátorem hlasitosti na úroveň normálního výstupního výkonu. Výsledkem měření je poměr napětí rušícího a užitečného signálu vyjádřený v dB.

Měření křížové modulace – měří se v zapojení podle obr. 11. Zapojíme generátor 3, který je amplitudově modulován kmitočtem 1 kHz s hloubkou modulace $m = 0,3$, jeho výstupní úroveň nastavíme na 100 dB (1 μ V) nebo na 120 dB (1 μ V/m) a vypneme modulaci generátoru užitečného signálu 2. Kmitočet nosné měníme na obě dvě strany relativního kmitočtu přesného naladění a hledáme kmitočet

maximálního vlivu rušení: od 9 do 50 kHz na DV, od 9 do 200 kHz na SV a od 9 do 500 kHz na KV. Úroveň napětí rušícího signálu měníme tak, abychom dostali výstupní výkon o 20 dB menší než je výstupní výkon, dosažený při modulovaném užitečném signálu. Na určení šířky kmitočtového pásma, v němž se projevuje křížová modulace, zvětšujeme rozladění kmitočtů rušení tak dlouho, než se pro udržení konstantního výstupního výkonu úroveň křížové modulace nezvětší o 6 dB a při dalším rozladění se nebude zmenšovat. Výsledkem měření je vstupní rušivé napětí v mV nebo mV/m a pásmo ovlivňování křížové modulace v kHz.

Měření křížové modulace na VKV – měří se v zapojení podle obr. 13. Zapneme generátor rušícího signálu 2, který je kmitočtově modulován kmitočtem 1 kHz s hloubkou modulace 0,8 a výstupní úroveň nastavíme na 60 dB/(pW). Vypneme modulaci generátoru užitečného signálu 1. Kmitočet nosné rušícího signálu měníme na obě dvě strany od kmitočtu přesného naladění o 1 až 2,5 MHz a vyhledáme kmitočet s maximálním vlivem rušícího signálu. Pro kontrolu, že přenos rušení je způsoben křížovým rušením, je nutné vypnout nosnou užitečného signálu. Signál rušení se přitom zmenší minimálně o 3 dB. Zapneme nosnou užitečného signálu a úroveň napětí rušícího signálu změním tak, aby výstupní výkon byl o 20 dB menší než je při modulovaném užitečném signálu. Potom měníme kmitočet generátoru 2, dokud se výstupní výkon nezmění o 6 dB a při dalším rozladění se nezvětšuje. Výsledkem měření je minimální vstupní napětí rušícího signálu získané při jeho rozladění na obě dvě strany od kmitočtu přesného naladění; při tom se zapisou oba kmitočty rozladění; pásmo vlivu křížového rušení se určí jako součet absolutních hodnot rozladění a je vymezené kmitočty, na nichž se výstupní výkon křížového rušení zmenší o 6 dB.

Metoda měření potlačení amplitudové modulace na VKV – vstupní signál je $2U_{mf}$; 40 dB/(pW). Měří se v zapojení podle obr. 14. Analyzátozem spektra změříme výstupní napětí signálu s kmitočtem 1 kHz (U_1). Ponechá se kmitočtová modulace, nosný kmito-



Obr. 14. Měření potlačení modulace AM na VKV; 1 – vf signální generátor, 2 – nf signální generátor, 3 – náhrada antény, 4 – přijímač, 5 – analyzátor spektra, 6 – elektronický voltmetr

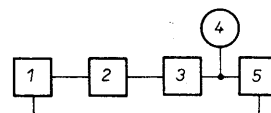
čet generátoru 1 dodatečně modulujeme amplitudově kmitočtem 400 Hz s hloubkou modulace 0,3 a měříme výstupní napětí na kmitočtech 400 Hz (U_2) a intermodulační složky 600 Hz (U_4) a 1400 Hz (U_5). Potlačení amplitudové modulace P_{am} v dB se vypočítá ze vztahu

$$P_{am} = 20 \log \frac{U_1}{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2}}$$

Měření kmitočtové charakteristiky přijímače – měří se v zapojení podle obr. 15. Při externím modulačním napětí je třeba zapojit obvod preemfáze nebo korigovat změřenou kmitočtovou charakteristiku.

Podmínky měření při AM jsou jmenovité – nosné kmitočty jsou 200 kHz a 1 MHz při úrovni vstupního signálu 80 dB/(1 μ V) nebo 80 dB/(1 μ V/m). Regulátor hlasitosti nastavíme do polohy odpovídající jmenovitému výstupnímu výkonu.

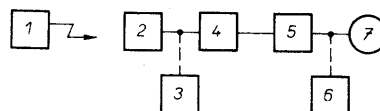
Kmitočtová charakteristika se může změnit elektronickým voltmetrem, při tom si za-



Obr. 15. Měření kmitočtové charakteristiky přijímače; 1 – vf generátor, 2 – náhradní antény, 3 – přijímač, 4 – elektronický voltmetr, 5 – zapisovač amplitudové kmitočtové charakteristiky

znaménáme pro každý modulační kmitočet úroveň výstupního napětí. Odchyšky kmitočtové charakteristiky v daném kmitočtovém rozsahu nebo rozsah efektivně reprodukováných kmitočtů při zadaných odchylkách se mohou určit podle kmitočtové charakteristiky. Rozsah přenášených (reprodukováných) kmitočtů musí ležet v oblasti, v níž je odchylka kmitočtové charakteristiky rovna zadané velikosti. Výsledkem měření je závislost modulačního kmitočtu na výstupním napětí, rozptýl kmitočtové charakteristiky pro daný kmitočtový rozsah, rozsah přenášených kmitočtů, nebo horní mez kmitočet daného rozsahu.

Měření mezních úrovní vstupního signálu – měří se na jednom kmitočtu signálu z řady doporučených kmitočtů při střední poloze regulátorů výšek a hloubek podle zapojení na obr. 16. Úroveň vstupního signálu nejdříve zvětšujeme a pak zmenšujeme, při čemž

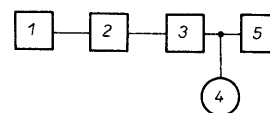


Obr. 16. Měření mezních úrovní vstupního signálu na AM; 1 – vf generátor, 2 – vf generátor, 3 – čítač kmitočtů, 4 – náhradní antény, 5 – přijímač, 6 – měřič nelineárního zkreslení nebo analyzátor, 7 – elektronický voltmetr

udržujeme výstupní napětí tak, aby odpovídalo maximálnímu jmenovitému výstupnímu výkonu a měříme činitel harmonického zkreslení na výstupu přijímače. Při minimální úrovni vstupního signálu nesmí být výstupní výkon menší než jmenovitý. Měření můžeme přes kterýkoli vstup přijímače. Při maximální úrovni vstupního signálu se dovoluje doladit přijímač na kmitočet signálu. Výsledkem měření je určený minimální a maximální úroveň vstupního signálu v μ V nebo mV nebo dB (1 μ V nebo mV/m), při nichž je nelineární zkreslení menší nebo rovné 1,5 % (nebo 10 % podle třídy jakosti).

Měření činitele nelineárního zkreslení – měří se při hloubce modulace $m = 80$ %, vstupní signál 80 dB (1 μ V) nebo 80 dB (μ V/m), měřicí kmitočty jsou 200 kHz a 1 MHz. Měří se v zapojení podle obr. 16. Na každém zadaném modulačním kmitočtu se měřičem zkreslení zjistí činitel harmonického zkreslení na výstupu přijímače.

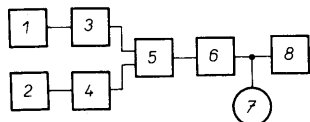
Měření činitele harmonického zkreslení – měří se v zapojení podle obr. 17. Regulátorem hlasitosti udržujeme výstupní výkon na



Obr. 17. Měření činitele harmonického zkreslení na VKV; 1 – vf generátor, 2 – náhradní antény, 3 – přijímač, 4 – elektronický voltmetr, 5 – měřič nelineárního zkreslení nebo analyzátor spektra

jmenovité úrovni, na každém zadaném modulačním kmitočtu se měřičem zkreslení zjistí činitel harmonického zkreslení. Doporučuje se měření zopakovat v stereofonním režimu při soufázové a protifázové modulaci v obou kanálech. Výsledkem měření je činitel harmonického zkreslení na zadaných měřicích kmitočtech. Pokud je činitel harmonického zkreslení menší než 1 %, použijeme následující měření.

Měření malého nelineárního zkreslení – měří se při hloubce modulace v generátoru $m_1 = m_2 = 0,5$. Měříme v zapojení podle obr. 18. Kmitočty f_{m1} a f_{m2} generátorů 3 a 4 nastavíme tak, aby rozdílový kmitočet byl roven kmitočtu naladění přijímače. Je



Obr. 18. Měření malého činitele nelineárního zkreslení; 1, 2 – nf signální generátory, 3, 4 – vf signální generátory, 5 – směšovač signálu, 6 – přijímač, 7 – elektronický voltmetr, 8 – analyzátor spektra

třeba si uvědomit, že při libovolné volbě kmitočtů generátorů může v přijímači vzniknout „pískání“. Kmitočty generátorů, při nichž nevznikne „pískání“ v jednotlivých rozsazích jsou: $f_{m1} = 311$ MHz a $f_{m2} = 380$ MHz nebo $f_{m1} = 231$ MHz a $f_{m2} = 300$ MHz z rozsahu od 66 do 79 MHz. Na rozsahu od 88 MHz jsou to kmitočty $f_{m1} = 256$ MHz, $f_{m2} = 350$ MHz nebo $f_{m1} = 206$ MHz, $f_{m2} = 300$ MHz. Na výstupu směšovače musí být napětí 40 dB (pW). Modulační kmitočet f_{m1} generátoru 1 nastavíme na kmitočet požadovaný při měření činitele harmonického zkreslení a kmitočet f_{m2} generátoru 2 nastavíme tak, aby byl roven součtu f_{m1} a rozkladění f_m . Rozkladění volíme minimální avšak takové, aby zeslabení kmitočtu analyzátozem spektra při tomto rozkladění bylo 50 až 60 dB. Analyzátozem spektra změříme napětí složek s kmitočty f_{m1} , f_{m2} , $f_{m1} + f_{m2}$, $2f_{m1} + f_{m2}$, $3f_{m1} + f_{m2}$, $4f_{m1} + f_{m2}$. Při naladění analyzátozem spektra je nutné se v každém případě přesvědčit o správnosti naladění tak, že postupně vypínáme napětí každého z modulačních kmitočtů. Při správném naladění se musí údaje analyzátozem spektra podstatně zmenšit. Výsledkem měření je činitel harmonického zkreslení druhého až pátého řádu, K_{g2} až K_{g5} v %, na kmitočtu f_n , který zjistíme z rovnic:

$$K_{g2} = \frac{2U(f_{m1} + f_{m2})}{U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}}} \cdot 100;$$

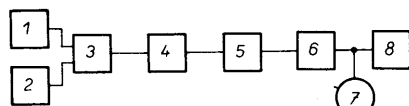
$$K_{g3} = \frac{8U(2f_{m1} + f_{m2})}{3(U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}})} \cdot 100;$$

$$K_{g4} = \frac{4U(3f_{m1} + f_{m2})}{U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}}} \cdot 100;$$

$$K_{g5} = \frac{32U(4f_{m1} + f_{m2})}{5(U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}})} \cdot 100,$$

kde $U_{f_{m1}}$, $U_{f_{m2}}$, $U(f_{m1} + f_{m2})$, $U(2f_{m1} + f_{m2})$, $U(3f_{m1} + f_{m2})$, $U(4f_{m1} + f_{m2})$ jsou napětí signálů s kmitočty f_{m1} , f_{m2} , $f_{m1} + f_{m2}$, $2f_{m1} + f_{m2}$, $3f_{m1} + f_{m2}$, $4f_{m1} + f_{m2}$. Činitel harmonického zkreslení K_g v % na kmitočtu f_n bude

$$\sqrt{K_{g2}^2 + K_{g3}^2 + K_{g4}^2 + K_{g5}^2}.$$



Obr. 19. Měření činitele intermodulačního zkreslení; 1, 2 – nf signální generátory, 3 – směšovač signálu, 4 – vf generátor, 5 – náhradní anténa, 6 – přijímač, 7 – elektronický voltmetr, 8 – analyzátor spektra

Tuto metodu používáme tehdy, když očekáváme, že harmonické zkreslení měřeného přístroje je menší než 3K_g generátoru.

Měření činitele intermodulačního zkreslení – měří se v zapojení podle obr. 19. Měří se na jednom kmitočtu. Polohy regulátoru hlasitosti výšek a hloubek se nemění; nosná se moduluje nízkým nf kmitočtem f_1 s hloubkou modulace $m = 0,8$ při FM a $m = 0,64$ při AM. Současně se nosná moduluje vysokým nf kmitočtem f_2 s hloubkou modulace $m = 0,2$ při FM a $m = 0,16$ při AM. Měří se s konstantním kmitočtem f_1 generátoru 1, který je o třetinu oktávy vyšší než je dolní mezní kmitočet rozsahu přenášených kmitočtů. Kmitočet f_2 generátoru 2 volíme v rozsahu kmitočtů od 6f₁ do horního mezního kmitočtu přenášených signálů. Tento kmitočet je nutné uvést v TP daného výrobku. Analyzátozem spektra se změní výstupní napětí na kmitočtech f_2 , $f_2 \pm f_1$ a $f_2 \pm 2f_1$. Činitel intermodulačního zkreslení druhého a třetího řádu v % vypočítáme z rovnic

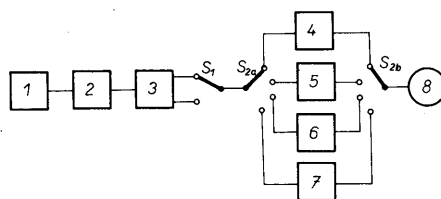
$$K_{im2} = \frac{U_{f_2 - f_1} + U_{f_2 + f_1}}{U_{f_2}} \cdot 100;$$

$$K_{im3} = \frac{U_{f_2 - 2f_1} + U_{f_2 + 2f_1}}{U_{f_2}} \cdot 100;$$

kde $U_{f_2 - f_1}$, $U_{f_2 - 2f_1}$ a $U_{f_2 + f_1}$ jsou napětí signálů s kmitočty vzniklými vzájemnou modulací a změřené na výstupu přijímače v mV, U_{f_2} je napětí vyššího modulačního nf kmitočtu. Výsledkem jsou činitelé intermodulačních zkreslení K_{im} v % na zadaných měřicích kmitočtech, vypočítají se z rovnic:

$$K_{im} = \sqrt{K_{im2}^2 + K_{im3}^2}.$$

Měření odstupu signálu/brum – při FM nastavíme rovnou kmitočtovou charakteristiku. Při AM je úroveň vstupního signálu 80 dB (1 μV) nebo 80 dB (1 μV/m). Zapojení musí odpovídat obr. 20. Tam, kde je to možné, použijeme k napájení přijímače zdroj s kmitočtem



Obr. 20. Měření odstupu signálu od brumu; 1 – vf signální generátor, 2 – náhradní anténa, 3 – přijímač, 4 až 7 – třetiooktávové filtry, 8 – elektronický voltmetr

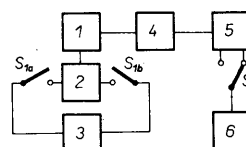
400 Hz. U stereofonních přijímačů přivádíme na vstup úplný stereofonní signál. Nejdříve vypneme modulaci. U stereofonních přijímačů po vypnutí modulace zůstává pomocná nosná. Na náhradní zátěži pomocí třetiooktávových filtrů nebo analyzátozem spektra změříme napětí U_{50} , U_{100} a U_{150} složek brumu s kmitočty 50, 100 a 150 Hz. Měřit můžeme i při maximálním zdůraznění hloubek, pokud má přijímač korektor hloubek. Výsledkem měření je poměr výstupního napětí při jmenovitém výkonu na referenčním kmitočtu k středně kvadratickému součtu složek brumu K_i v dB vypočítány ze vzorce:

$$K_i = 20 \log \frac{U_{pjm}}{\sqrt{U_{50}^2 + U_{100}^2 + U_{150}^2}},$$

kde U_{pjm} je napětí při jmenovitém výkonu. Na AM se uvádí činitel A_i , který je roven

$$A_i = 20 \log \frac{\sqrt{U_{50}^2 + U_{100}^2 + U_{150}^2}}{U_{pjm}}.$$

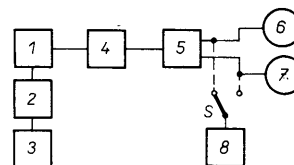
Měření maximálního výstupního výkonu – modulační kmitočet 1 kHz, při AM v zapojení podle obr. 16 a při FM podle obr. 17. Regulátorem hlasitosti zvětšujeme výstupní napětí do té doby, dokud činitel nelineárního zkreslení nebude 1,5 nebo 10 % (v závislosti na třídě přijímače) a změříme výstupní napětí. Výsledkem měření je maximální výstupní výkon $P_{max} = U_{vyst}/R_z$, kde R_z je odpor zátěže.



Obr. 21. Měření přeslechů a nelineárních přeslechů; 1 – vf signální generátor, 2 – stereoфонní modulátor, 3 – nf signální generátor, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6 – analyzátor spektra nebo selektivní voltmetr

Měření přeslechového útlumu mezi stereoфонními kanály a úrovně nelineárního přeslechu – měří se v zapojení podle obr. 21. Nejprve vypneme modulaci v levém kanálu a na jeho výstupu analyzátozem spektra změříme napětí na kmitočtu 1 kHz vyvolané působením druhého kanálu. Pro zjištění nelineárních přeslechů změříme napětí druhé (U_{2000}) a třetí (U_{3000}) harmonické modulačního kmitočtu. Podobně měříme při vypnuté modulaci v pravém kanálu. Měření se opakuje na modulačních kmitočtech 250 Hz, 6300 Hz a 10 000 Hz. Měřit se může i na jiných kmitočtech od 250 do 12 500 Hz a při odladění o 25 kHz od měřicího vf kmitočtu, uvedeného v TP přijímače. Výsledkem měření je poměr výstupních napětí odpovídajících jmenovitému výstupnímu výkonu v jednom stereoфонním kanálu a výstupním napětí v druhém stereoфонním kanálu, udány v dB. Úroveň nelineárního přeslechu na kmitočtu 1 kHz je poměr výstupního napětí při jmenovitém výstupním výkonu a druhé od-mocniny součtu čtverců napětí U_{2000} a U_{3000} v dB.

Měření odchylky zisku stereoфонních kanálů v rozsahu přenášených kmitočtů – měří se v zapojení podle obr. 22. Při konstantním vstupním napětí se postupně nastavují kmitočty 250 Hz, 6,3 kHz a 10 kHz a další a měří se napětí na výstupu obou stereoфонních kanálů. Výsledkem měření je poměr napětí na výstupu jednoho a druhého stereoфонního kanálu v dB.



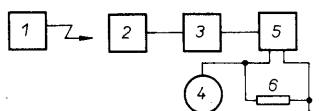
Obr. 22. Měření odchylky zisků stereoфонních kanálů; 1 – vf signální generátor, 2 – stereoфонní modulátor, 3 – nf signální generátor, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6, 7 – elektronické voltmetry, 8 – analyzátor spektra

Měření úrovně kombinovaného rušení způsobeného interferencí zvukového kmitočtu a pomocných nosných kmitočtů – obvod preemfáze v modulátoru je zapnutý a měří se v zapojení podle obr. 22. Úroveň modulace ve stereoфонních kanálech se zmenší o 20 dB. Modulační kmitočet se změní

z 1 kHz na 10 kHz. Analyzátozem spektra se změří napětí na kmitočtech 8 kHz– U_8 a 1 kHz– U_1 . Měření se opakuje při modulačním kmitočtu 15 kHz. Výsledkem měření je poměr výstupního napětí při jmenovitém výkonu na kmitočtu 1 kHz a druhé odmocniny součtu čtverců napětí U_8 a U_1 v dB.

Měření výstupního výkonu charakterizujícího odolnost proti mikrofoničnosti – měří se na jednom kmitočtu z řady doporučených kmitočtů. Vstupní signály se nastaví na 100 dB (pW) při FM a na 100 dB nad 1 μ V nebo 1 μ V/m. Regulátor hlasitosti se nastaví do polohy odpovídající maximálnímu výkonu; činitel modulační $m = 0,3$. Regulátory hloubek a výšek nastavíme do polohy odpovídající maximálnímu zdůraznění nízkých kmitočtů. Při přetížení vstupů VKV nastavíme vstupní napětí na úroveň minimálně 40 dB (pW). Na FM měříme podle obr. 12 a na AM podle obr. 16. Nejprve vypneme modulaci a měníme naladěný kmitočet na obě dvě strany od kmitočtu přesného naladění. Když se objeví mikrofonie, regulátor hlasitosti nastavíme do polohy, při níž přestane být mikrofonie slyšitelná. Tuto polohu regulátoru hlasitosti již neměníme, zapneme modulaci a generátor nastavíme na kmitočet přesného naladění přijímače; potom určíme výstupní výkon. Výsledkem měření je konstatování o absenci mikrofoničnosti nebo maximální výstupní výkon, při kterém se mikrofoničnost nevyskytuje.

Měření absence drnění a nakmitávání – při FM je obvod preemfáze v modulatoru zapnutý. Měří se na jednom kmitočtu z řady doporučených kmitočtů. Regulátory hlasitosti, hloubek a výšek se nastaví do polohy maximální hlasitosti a nejširšího pásma reprodukováných kmitočtů. Vstupní signál se nastaví tak, aby zabezpečoval maximální výstupní výkon. Na FM se měří v zapojení podle obr. 12 a na AM podle obr. 23. Měníme kmitočet generátoru a sluchem kontrolujeme kvalitu zvuku přijímače ve všech kmitočtových rozsazích. Na středním kmitočtu rozsahu se současně mění modulační kmitočet v celém pásmu přenášených kmitočtů. Výsledkem měření jsou kmitočty naladění nebo modulační kmitočty, při nichž vznikají uvedené

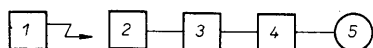


Obr. 23. Hodnocení drnění a kmitání na AM; 1 – generátor pole, 2 – vlnový generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – elektronický voltmetr, 5 – přijímač, 6 – zátěž

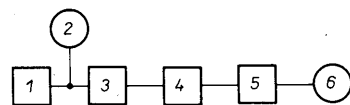
parazitní jevy. Parazitní jevy musí zmizet při zmenšení výstupního výkonu na polovinu jmenovitého výkonu.

Měření účinnosti automatického vyrovnání citlivosti – přijímač naladíme na kmitočet 1 MHz. Výstupní úroveň je 94 dB nad 1 μ V nebo 1 μ V/m. Měříme v zapojení podle obr. 24. Zmenšujeme napětí generátoru, pokud nedosáhneme výstupního napětí menšího o 10 dB vzhledem k původnímu výstupnímu napětí. Výsledkem měření je poměr vstupních napětí uvedený v dB.

Měření rozsahu přenášených kmitočtů nf zesilovače – regulátor hlasitosti se nastaví do polohy maximálního zisku a použijí se přizpůsobovací články ČSN 36 7008. Měří se v zapojení podle obr. 25. Korektory hlou-



Obr. 24. Měření účinnosti AVC; 1 – generátor pole, 2 – vlnový generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – el. voltmetr



Obr. 25. Měření kmitočtového rozsahu nf zesilovače; 1 – generátor, 2, 6 – elektronický voltmetr, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5 – náhradní zátěž

pek a výšek nastavíme do polohy, kdy dostaneme lineární průběh kmitočtové charakteristiky. Na vstup měřeného kanálu nf zesilovače přivedeme napětí z generátoru, které odpovídá jmenovitému výstupnímu výkonu. Toto napětí udržujeme konstantní a měníme kmitočet signálu do té doby, než výstupní napětí nezávážně meze přípustných odchylek kmitočtové charakteristiky, které jsou uvedeny v TP pro daný výrobek. Podle průsečnicku mezi přípustného tolerančního pole kmitočtové charakteristiky určíme horní (f_u) a dolní (f_d) mezní kmitočty rozsahu přenášených kmitočtů. Obvykle výstupní napětí při f_u a f_d bývá o 3 dB menší než při kmitočtu 1 kHz. Výsledkem měření je kmitočtový rozsah mezi f_d a f_u .

Měření citlivosti nf zesilovače – měří se v zapojení podle obr. 25. Na vstup měřeného kanálu se přivede vstupní signál z nf generátoru, který zajistí při naplněném regulátoru hlasitosti výstupní výkon rovný jmenovitému výstupnímu výkonu. Výsledkem měření je napětí zdroje signálu, které zajišťuje jmenovitý výstupní výkon.

Měření mezí regulace hlasitosti nf zesilovače – měří se v zapojení podle obr. 25. Měří se výstupní napětí zesilovače. Měníme polohu regulátoru hlasitosti v rozmezí plynulé regulace do té doby, dokud se výstupní napětí zesilovače nezačne měnit skokovitě. Výsledkem měření je mez regulace hlasitosti D_g v dB daná vztahem

$$D_g = 20 \log \frac{U_{\text{výst max}}}{U_{\text{výst min}}}$$

kde $U_{\text{výst max}}$ je výstupní napětí v poloze regulátoru odpovídající maximálnímu výkonu a $U_{\text{výst min}}$ je výstupní napětí při poloze regulátoru odpovídající výkonu před skokovou změnou.

Měření vlivu tónové clony (korekce) při regulaci hlasitosti – měří se v zapojení podle obr. 25. Při konstantním vstupním napětí se regulátory tónových korekcí na kmitočtech 1 kHz, f_u a f_d nastaví výstupní napětí na jmenovité výstupní napětí. Před měřením se nastaví poloha korektorů hloubek a výšek na rovnou kmitočtovou charakteristiku a regulátor hlasitosti na maximální zisk odpovídající běžnému výstupnímu napětí a tomu odpovídající vstupní napětí. Potom nastavíme kmitočet generátoru na 1 kHz a regulátorem hlasitosti zmenšíme výstupní napětí na velikost danou TP výrobku. Změří se výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_u . Výsledkem měření je velikost Q tónové clony (korekce) v dB na kmitočtech f_d a f_u , vypočítaná z rovnice:

$$Q = 20 \log \frac{U_{\text{výst2}}}{U} - \frac{U_{\text{výst1}}}{U_{1000}}$$

kde $U_{\text{výst2}}$ je výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_u ; U je výstupní zmenšené napětí na kmitočtu 1 kHz; $U_{\text{výst1}}$ je výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_u dané kmitočtové charakteristiky a U_{1000} je výstupní napětí na kmitočtu 1 kHz, které je rovno napětí jmenovitému. Přednostně se má Q měřit pro výstupní výkon rovný standardnímu výkonu, tj. 50 mW.

Měření mezí regulací tónové clony (korekce) – regulátor hlasitosti se nastaví na maximální zisk, přizpůsobovací člen podle použitého měřícího vstupu a zapojení podle obr. 25.

Regulátory tónové clony (korekce) se nastaví do polohy maximálního zdůraznění krajních kmitočtů nf pásma a změří se výstupní napětí při kmitočtech f_d a f_u . Potom se regulátory tónové clony přemístí do polohy maximálního potlačení krajních kmitočtů nf pásma a změříme výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_u . Výsledkem měření jsou meze D_t regulace (tónové clony) při zdůraznění a potlačení na kmitočtech f_d a f_u vypočítané z rovnice

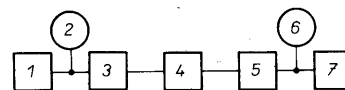
$$D_t = 20 \log \frac{U_{\text{výst}}}{U_{1000}}$$

kde $U_{\text{výst}}$ je výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_u při daných polohách regulátorů (tónové clony) a U_{1000} je výstupní napětí na kmitočtu 1 kHz při $P_{\text{výst}} = P_{\text{jmen}}$.

Měření maximálního výstupního výkonu – měří se v zapojení podle obr. 26. Na vstupu měřeného kanálu nf zesilovače nastavíme takové napětí, aby činitel nelineárního zkreslení výstupního signálu nebyl větší než je v TP daného výrobku a změříme výstupní napětí. Výsledkem měření je výstupní výkon

$P_{\text{max}} = U_{\text{výst}}^2 / R_z$, kde R_z je náhradní zatěžovací impedance. Měří se na kmitočtu 1 kHz, f_d a f_u .

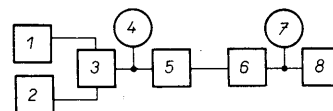
Měření činitele nelineárního zkreslení – měří se v zapojení podle obr. 26. Měření opakuje-



Obr. 26. Měření maximálního výstupního výkonu; 1 – generátor, 2, 6 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5 – náhradní zátěž, 7 – analyzátozem spektra nebo měřič zkreslení

me při výstupním výkonu zmenšeném na 0,01 výkonu jmenovitého, ale ne menším než 100 mW. Na daných kmitočtech, uvedených v TP výrobku, se měřičem zkreslení nebo analyzátozem spektra změří činitel nelineárního zkreslení nebo výstupní napětí jednotlivých harmonických měřícího signálu. Při použití analyzátozem spektra činitel harmonického zkreslení K_g , který je roven odmocnině podílu součtu čtverců všech harmonických ku součtu čtverců základního a harmonických kmitočtů, násobené 100.

Měření činitele intermodulačního zkreslení – měří se podle obr. 27. Při vypnutém generátoru 2 se nastaví napětí zdroje signálu na vstupu zesilovače z generátoru 1 tak, aby odpovídala 0,8 jmenovité velikosti. Potom při



Obr. 27. Měření činitele intermodulačního zkreslení; 1, 2 – generátory, 3 – obvod pro sčítání signálů, 4, 7 – elektronické voltmetry, 5 – přizpůsobovací článek, 6 – měřený zesilovač, 8 – analyzátozem spektra

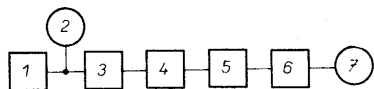
vypnutém napětí generátoru 1 se nastaví generátorem 2 napětí zdroje signálu na vstupu zesilovače na 0,2 jmenovité velikosti. Polohy regulátoru úrovně obou generátorů se nemění a na vstup zesilovače se přivádějí zadaná napětí o kmitočtech f_1 a f_2 . Kmitočet f_2 volíme v rozsahu od 6 f_1 do horního mezního kmitočtu přenášených signálů. Analyzátozem spektra se změní výstupní napětí při těchto kombinačních kmitočtech: $f_2 + f_1$, $f_2 - f_1$, $f_2 - 2f_1$, $f_2 - 3f_1$, $f_2 - 3f_1$... Výsledkem měření je činitel intermodulačního zkreslení

K_{im} v [%] vypočítaný z rovnice

$$K_{im} = \frac{\sqrt{(U_{12} + f_1 + U_{12} - f_1)^2 + (U_{12} + 2f_1 + U_{12} - 2f_1)^2 + (U_{12} + 3f_1 + U_{12} - 3f_1)^2}}{U_{12}} \cdot 100,$$

kde U_{12} , $U_{12} + f_1$ atd. jsou výstupní napětí signálů kmitočtů f_2 , $f_2 + f_1$ atd. Kmitočet f_1 se doporučuje volit 71 Hz a f_2 5 kHz.

Měření odstupu signálu od šumu nf zesilovače – měří se v zapojení podle obr. 28. Na vstup měřeného kanálu zesilovače se z generátoru přivede jmenovité vstupní napětí, tj. napětí, které odpovídá citlivosti pro daný vstup. Regulátorem hlasitosti se na výstupu zesilovače nastaví napětí odpovídající jme-



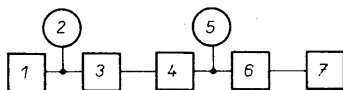
Obr. 28. Měření odstupu signálu od šumu; 1 – generátor, 2, 7 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5 – náhradní zátěž, 6 – měřící zesilovač

novitému výstupnímu výkonu. Dále od vstupu odpojíme generátor s přizpůsobovacím článkem a měřený vstup přemostíme náhradní zátěží a změříme šumové napětí na výstupu. Výsledkem je odstup N_s (v dB) signálu od šumu, vypočítaný z rovnice

$$N_s = 20 \log \frac{U_{vyst}}{U_s},$$

kde U_{vyst} je výstupní napětí při jmenovitém výkonu a U_s je šumové napětí. Měření opakujeme pro 0,01 P_{im} , minimálně však pro 100 mW.

Metoda měření odstupu signálu od brumu – měří se v zapojení podle obr. 29. Na vstup měřeného kanálu zesilovače se z generátoru



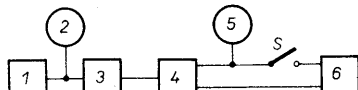
Obr. 29. Měření odstupu signálu od brumu; 1 – generátor, 2, 5 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 6 – náhradní zátěž, 7 – analyzátor spektra

ru přivede vstupní napětí odpovídající jmenovité citlivosti a regulátorem hlasitosti se na výstupu nastaví napětí úměrné jmenovitému výkonu. Poté se generátor odpojí od vstupu měřeného kanálu zesilovače a zapojí se přizpůsobovací článek. Změříme výstupní napětí na kmitočtech 50, 100 a 150 Hz analyzátozem spektra. Měření zopakujeme při maximálním zdůraznění hloubek. Výsledkem měření je odstup signálu od brumu N_i v dB, vypočítaný z rovnice

$$N_i = 20 \log \sqrt{\frac{U_{vyst}^2}{U_{50}^2 + U_{100}^2 + U_{150}^2}},$$

kde U_{vyst} je výstupní napětí pro jmenovitý výkon a U_{50} , U_{100} a U_{150} napětí složek brumu při kmitočtech 50, 100 a 150 Hz.

Měření přípustné úrovně vstupního napětí – měří se v zapojení podle obr. 30. Na vstup měřeného kanálu nf zesilovače se přivede z generátoru napětí úměrné jmenovitému výstupnímu výkonu a měří se činitel nelineárního zkreslení analyzátozem spektra. Potom zvětšíme vstupní napětí a regulátorem hlasitosti nastavíme výstupní napětí, které odpovídá výstupnímu výkonu o 10 dB men-



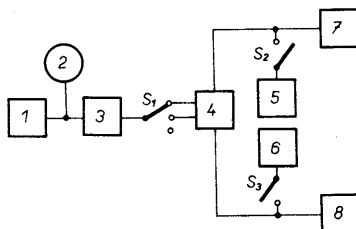
Obr. 30. Měření činitele tlumení; 1 – generátor, 2, 5 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 6 – náhradní zátěž

šímu než je jmenovitý výkon a změříme činitel nelineárního zkreslení. Měření opakujeme do té doby, dokud činitel nelineárního zkreslení nedosáhne hodnoty předepsané v TP výrobku. Výsledkem měření je napětí zdroje signálu, při kterém činitel nelineárního zkreslení je roven zadanému při poloze regulátoru hlasitosti, při níž bude výstupní výkon o 10 dB menší než je výkon jmenovitý. **Měření činitele tlumení** – měří se podle obr. 30. Na vstup měřeného kanálu zesilovače se z generátoru přivádí napětí úměrné jmenovitému výstupnímu výkonu na náhradní zátěži. Zátěž odpojíme a při stejném vstupním napětí změříme výstupní napětí naprázdno. Činitel tlumení se měří na několika kmitočtech daného kmitočtového pásma. Výsledkem měření je činitel tlumení K_d v %, vypočítaný ze vztahu

$$K_d = \frac{U_{npz} - U_{vyst}}{U_{vyst}} \cdot 100,$$

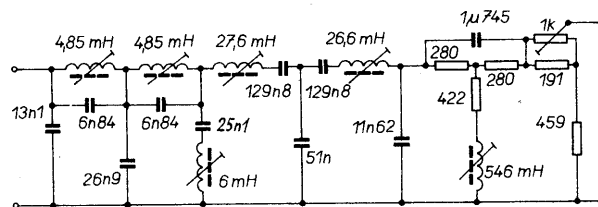
kde U_{npz} je výstupní napětí naprázdno a U_{vyst} je výstupní napětí pro jmenovitý výkon.

Měření absence kmitání – měří se v zapojení podle obr. 31. Měří se jak při připojené, tak odpojené zátěži pro každý vstup zesilovače. Na výstupu zesilovače se osciloskopem kontroluje přítomnost vf kmitů (nad 20 kHz)



Obr. 31. Měření absence kmitání; 1 – generátor, 2 – elektronický voltmetr, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5, 6 – reproduktory, 7, 8 – osciloskopy

Obr. 32. Zapojení psofometrického filtru



Tab. 2. Kmitočtový průběh třetinooktávových filtrů

Filtr pro kmitočet	Kmitočet Hz									
50 Hz	–	12,5	40	45	48	50	53	56	64	200
100 Hz	12,5	25	80	90	95	100	106	112	125	400
150 Hz	18,5	37,5	109	133,6	141,6	150	158,9	168	189	300
1000 Hz	125	250	800	900	950	1000	1060	1120	1250	4000
Útlum	+60	+50	+13	–0,5	0		–0,5	–0,5	+13	+50
				+6	+1			+1	+6	

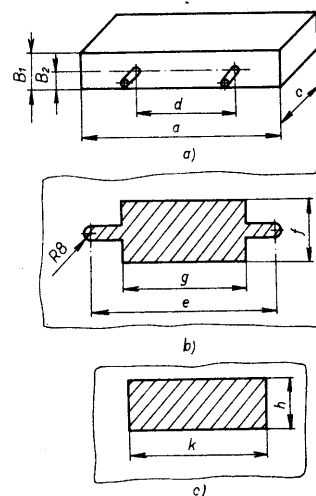
K uvedeným útlumům v dB je nutné připočítat základní útlum filtru.

při různých polohách ovládacích prvků. V případě potřeby je možné paralelně k osciloskopu připojit selektivní voltmetr. Výsledkem měření je údaj o nepřítomnosti nebo přítomnosti kmitání při jakékoli poloze ovládacích prvků.

Při měřeních se používají třetinooktávové filtry, jejichž kmitočtový průběh je v tab. 2. Filtry vzhledem ke strmosti je nutné řešit jako filtry LC. Někdy se pro měření používá i psofometrický filtr, jehož zapojení je na obr. 32. Z ukázek měření vidíme, že při vývoji přijímačů je nutný značný počet měření. Při kontrole parametrů však postačí měřit jen parametry uvedené v jakostní normě ČSN 36 7303.

Doporučené rozměry pro autopřijímače

Aby bylo možné vestavět autopřijímač do palubní desky, byla v rámci RVHP přijata norma, v níž jsou uvedeny rozměry autopřijímače, otvory pro jeho vestavění pod panel a do panelu. Na obr. 33a a v tab. 3 jsou rozměry autopřijímače, na obr. 33b a v tab. 4 jsou rozměry otvoru v tvrdé části palubní desky pro upevnění autopřijímače na panel zezadu a na obr. 42 a v tab. 5 jsou rozměry otvoru v tvrdé části panelu pro upevnění autopřijímače na panel zepředu.



Obr. 33. Rozměry autopřijímačů

Tab. 3. Rozměry autopřijímačů [mm]

Provedení	a_{\max}	$B_{1\max}$	$B_{2\max}$	C_{\max}	d
miniaturní	108	40	neurč.	160	neurč.
normální	190	55	od 0,5 B_2	170	od 130
velké	215	70	od 0,6 B_2	200	od 140

Tab. 4. Rozměry otvoru v palubní desce [mm]

Provedení	e	f_{\max}	g
normální	od 130	42	108
velké	od 140	50	-2

Tab. 5. Rozměry otvoru v palubní desce [mm]

Provedení	h_{\min}	K_{\min}
miniaturní	42	110
normální	57	192
velké	72	217

Obvodové řešení autopřijímačů

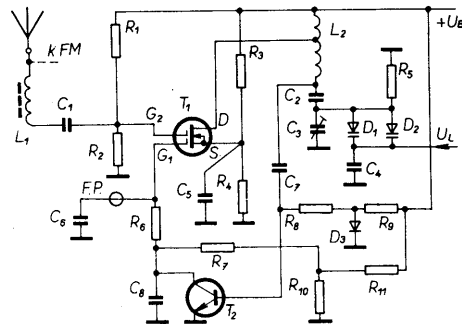
Při řešení obvodů autopřijímačů vychází se z blokového zapojení na obr. 34. Signál přijímaný autoanténou je podle zvoleného rozsahu zpracováván buď částí přijímače FM nebo při DV, SV, KV částí přijímače AM. Při příjmu na rozsazích VKV je signál z antény veden do vstupní jednotky VKV, v níž se smísí se signálem místního oscilátoru na mezifrekvenční signál, který je detekován detektorem FM a při monofonním příjmu veden do společného nf zesilovače. Při stereofonním příjmu je detekován signál FM veden do stereofonního dekodéru. Někdy dává před stereofonním dekodérem zařazen obvod pro vyklíčování poruch a dekodér dopravního rozhlasu ARI. Na rozsazích AM je anténní signál přiveden přes vstupní obvod na vstup vf zesilovače nebo na směšovač AM, v němž se smísí se signálem oscilátoru a vytváří se mf signál, který je po zesílení a detekci veden přes přepínač vstupů nf zesilovače do společného nf zesilovače.

Vzhledem k tomu, že autopřijímač je zařazen, u něhož se ve značné míře za jízdy mění úroveň vstupního signálu, je u něj třeba věnovat náležitou pozornost zpracování maximálního vstupního signálu, selektivitě a automatickému řízení zesílení ve vstupních obvodech. Proto je při návrhu autopřijímače zvláštní pozornost věnována vstupním obvodům. Předpokládáme, že nejmenší vstupní úroveň v pásmech VKV je 1 μ V a v pásmech AM 10 μ V a nežádoucí signál má úroveň 10 V – zpracování takových signálů je značným technickým problémem. Rovněž i zpracování signálu o úrovni 10 V je technicky velmi obtížné. Úroveň kolem 10 V se vyskytují v blízkosti vysílačů s výkonem asi 2 MW. Je až ku podivu, že napětí indukované na anténě, které v tomto případě může být větší než 10 V, nepoškodí přijímač. Při těchto podmínkách jsme oprávněni mluvit o nežádoucím příjmu křížové modulace a intermodulace. Je pravdou, že dobrou selektivitou vstupních obvodů s lineárními prvky lze

oba případy nežádoucích příjmů podstatně omezit, ale při aplikaci varikapů v laděných obvodech díky nelineární ladicí charakteristice varikapu se při velkých vf vstupních napětích posouvá rezonance laděných obvodů směrem k nižším kmitočtům, což se projeví velkým nelineárním zkreslením signálu. Proto je nutné volit taková zapojení, v nichž nelze na obvod laděný varikapem přivést velké vf napětí. Toho lze například dosáhnout zapojením širokopásmového zesilovače s automatickou regulací zisku před vstupní obvod, nebo použitím tranzistoru jako proměnného rezistoru na vstupu přijímače. Řízení zisku je odvozeno z vf signálu, odebraného za vstupními obvody, které se zesílí v jedno nebo dvoustupňovém vf širokopásmovém zesilovači, usměrní detektorem a přivede na řídicí vstup řízeného zesilovače. I když toto zapojení je kompromisem při řešení uvedených problémů, má oproti tradičnímu klasickému zapojení výhodu v tom, že se jím dosáhne značně lepší odolnosti proti křížovým a intermodulačním signálům. Kvalita zapojení je závislá na volbě a výběru řízeného stupně s ohledem na uvedené požadavky v celém rozsahu řízení. Pro tyto aplikace je vhodný tranzistor KF910, a to jak pro VKV, tak i pro DV, SV a KV. Jeho regulační rozsah je asi 40 dB.

Zapojení aperiodického zesilovače AM s obvodem AVC je na obr. 35 a zapojení s tranzistorem jako proměnným rezistorem na obr. 36. V zapojení na obr. 35 je vstupní signál přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 přiveden na G_2T_1 , jejíž předpětí je nastaveno rezistory R_1, R_2 . Na odbočku laděného obvodu $L_2C_2C_3D_1D_2$ je připojen kolektor (elektroda D) T_1 . Kondenzátor C_2 odděluje stejnosměrné napětí kolektoru T_1 od varikapů D_1, D_2 . Kondenzátor C_4 je blokováno vf napětí na varikapech. Děličem R_3R_4 je nastaveno napětí na emitoru (elektroda S) T_1 tak, aby se T_1 při uzavření nezníčil. Přes kondenzátor C_7 je část vf signálu přivedena do báze detektoru T_2 . Základní ss napětí na bázi T_2 je nastaveno děličem R_9D_3 a přivádí se přes R_8 na bázi T_2 . Detekované vf napětí je po filtraci kondenzátorem C_8 přes R_6 přivedeno na G_1 tranzistoru T_1 , která je blokována kondenzátorem C_6 a má na jednom přívodu navlečenou feritovou perlu FP. Základní napětí na G_1 tranzistoru T_1 je nastaveno děličem $R_{11}R_{10}$ a přes R_7 přivedeno i do kolektoru T_2 . Maximální mezivrcholové napětí signálu na varikapech může být 800 mV.

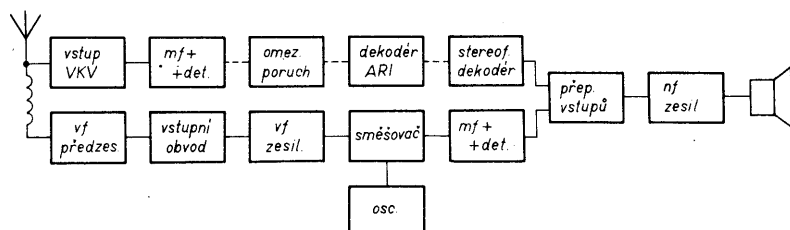
Na obr. 36 je zapojení vstupního obvodu s regulací zisku proměnným rezistorem. Signál z antény je přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátory C_1C_2 přiveden na laděný obvod $L_2C_3D_1$. Kondenzátor C_3 odděluje varikap D_1 stejnosměrně od civky. Dále je signál veden do emitorového sledovače T_1 a dále pak ke směšovači. Tranzistor T_1 má velkou vstupní impedanci, takže není třeba na civce L_2 dělat odbočku ani vazební vinutí.



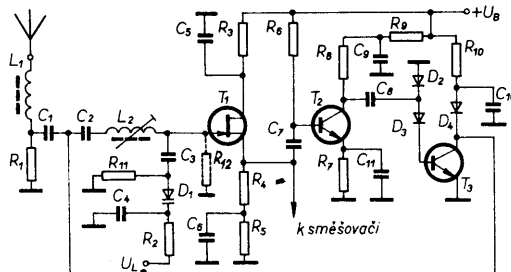
Obr. 35. Regulace zisku s MOSFET

Část vf napětí je vedena přes C_7 do báze T_2 , z jehož kolektoru je zesílený signál přes C_8 veden do zdvojevače napětí, který jej usměrní a řídí ss napětím proměnný rezistor T_3 . Základní napětí na kolektoru T_3 je nastaveno $R_{10}D_4$. Aby vf napětí nepronikalo do napájení, je mezi R_{10} a D_4 zapojen blokovácí kondenzátor C_{10} .

Jak již bylo uvedeno, na selektivitu přijímače mají velký vliv vstupní obvody, tzn. jejich konstrukční provedení. Pro ladění vstupních obvodů se používají ladicí kondenzátory, ladicí civky – variometry a varikapy. Použití ladicích kondenzátorů v autopřijímači není z konstrukčního hlediska výhodné, neboť zaujímají poměrně značný prostor a jsou náchylné k mikrofončnosti. Než se začaly používat varikapy (ve větší míře), hlavním ladicím prvkem byly variometry. Z hlediska zrcadlové selektivity to však nebylo vhodné řešení pro autopřijímač vyšší jakostní skupiny. Důkazem pro toto tvrzení je tato úvaha (pro střední kmitočet SV, tj. 1 MHz): dosáhneme-li jakosti laděného obvodu $Q = 100$, pak šířka propustného pásma $B = 10$ kHz a útlum zrcadlového signálu je asi 42,8 dB. To je ovšem krajní teoretická možnost, avšak $B = 10$ kHz je nevhodná pro tříbodový souběh, s nímž počítáme v rozsahu DV a SV. Zmenšíme-li jakost obvodu na ještě přípustnou mez, $Q = 60$ (s ohledem na tříbodový souběh), pak se útlum zrcadlového signálu zmenší na 38,4 dB, takže přijímač nebude vyhovovat ani druhé jakostní třídě podle tab. 1. Vytvoříme-li z variometru dvojtyp laděný pásmový obvod, zvětší se při kritické vazbě a kmitočtu 1 MHz šířka propouštěného pásma na $B = 23,5$ kHz při $Q = 60$ a útlum zrcadlového signálu se zvětší na 76,8 dB. Ještě pro $Q = 40$ je útlum zrcadlového signálu 63,3 dB. Pro orientaci je v tab. 6 závislost útlumu zrcadlových signálů a šířky pásma B na jakosti jednoduchých a dvojtypových symetricky laděných vstupních obvodů pro pásmo SV a KV a mf kmitočty 455 kHz. Krátkovlnné obvody můžeme zhotovit ze subminiaturního mf filtru pro 10,7 MHz – hrníček JK 205 534306606 a jádro JK 205 534306307-N1;



Obr. 34. Blokové zapojení autopřijímače



Obr. 36. Regulace zisku s tranzistorem jako proměnným rezistorem

Tab. 6. Útlum zrcadlových signálů a šířka pásma v vstupních obvodech v závislosti na Q_p pro mf kmitočet 455 kHz

$f_0 = 1 \text{ MHz}, f_{zr} = 1,910 \text{ MHz}$							$f_0 = 11,8 \text{ MHz}, f_{zr} = 12,71 \text{ MHz}$							
Q	30	40	50	60	70	80	Q	20	25	30	35	40	50	55
b_{zr1} dB	32,3	34,9	36,4	39,3	40,9		b_{zr1} dB	9,4	11,4	12,9	14,3	15,4	17,4	18,2
B_1 kHz	33,3	25	20	16,6	14,2	12,5	B_1 kHz	590	472	393	337	295	236	214
b_{zr2} dB	58,7	63,6	67,5	76,8	73,4	76,0	b_{zr2} dB	12,9	16,7	19,9	22,6	24,9	28,8	30,4
B_2 kHz	47,1	35,3	28,2	23,5	20,2	17,6	B_2 kHz	834	667	556	476	417	333	303

f_0 je přijímaný kmitočet, f_{zr} je zrcadlový kmitočet, Q je jakost obvodu, b_{zr1} je útlum zrcadlového signálu u jednoduchého obvodu, b_{zr2} je útlum zrcadlového signálu u dvojitého laděného obvodu, B_1 je šířka pásma jednoduchého obvodu, B_2 je šířka pásma dvojitého obvodu.

pro vstupní obvody DV a SV použijeme hrníček JK 205 534306601 a jádro JK 205 534306602 z Prametu Šumperk.

Použijí-li se místo variometru k ladění variakap, musíme počítat se zhoršením provozního činitele jakosti laděného obvodu, které je způsobeno konečnou velikostí sériového odporu r_s variakapu. Pro přeladění pásma VKV I a VKV II v jednom rozsahu bude možné použít dvojice variakapů KB205 a KB109. Výhodnější, vzhledem k větší počáteční kapacitě, jsou variakapy KB109. V rozsahu DV, SV a KV lze použít v současné době tři typy variakapu, KB113, KB313 a KB413. Parametry variakapu KB313 a KB413 jsou v tab. 7. Zhoršení vlastností

Tab. 7. Parametry variakapů pro AM

Typ	I_R při U_R nA V	C_D při U_R pF V	r_s při C_D Ω pF
KB113	50 32	230 až 280 13	1 30 4 200
KB313	50 12	440 až 530 17 až 29	1 2,5 8,5 485
KB413	50 32	345 až 410 10 až 20	1 2 30 345

Kapacity měřeny při 1 MHz a sériový odpor při 0,5 MHz.

laděného obvodu se projeví především při maximální ladicí kapacitě variakap, kdy se nejvíce transformuje sériový odpor variakap do laděného obvodu. Provozní činitel laděného obvodu se vlivem sériového odporu

$$\text{variakapu } r_s \text{ zmenší na } Q_p = \frac{Q_0}{1 + Q_0 \omega_0 C_D r_s}$$

kde Q_0 je provozní jakost laděného obvodu; Q_0 jakost nezatižené cívky; $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 je rezonanční kmitočet); C_D je kapacita variakapu a r_s sériový odpor variakapu. Je-li r_s větší než 1, pak obvykle má na SV a DV malý vliv, uplatní se však na KV, kde jeho vliv můžeme eliminovat zmenšením kapacity sériového oddělovacího kondenzátoru. Ladicí napětí se na variakap obvykle přivádí přes sériový oddělovací rezistor, který při nesprávné volbě odporu a nevhodném zapojení může zmenšovat provozní jakost laděného obvodu. Tento sériový rezistor R_s se do obvodu transformuje jako paralelní odpor

$$R_p = R_s \left(1 + \frac{C_s}{C_D} \right)^2,$$

kde C_s je kapacita sériového oddělovacího kondenzátoru. Vlivem R_p se jakost

$$Q = \frac{Q_1 \omega_0 C R_p}{\omega_0 C R_p + Q_1}$$

kde Q_1 je jakost obvodu při $R_s = \infty$ a C je činná kapacita obvodu.

Z toho vyplývá, že R_s je nutné volit co největší. Na druhé straně však přes R_s teče závěrný proud variakapu. I když uvažujeme, že závěrný proud variakapu bude konstantní, není možné zanedbat teplotní závislost proudu přes R_s . Proto je pro R_s vhodné používat rezistory s malým teplotním činitelem, např. s kovovou vrstvou. Rozladění obvodu může při nelineární napěťové závislosti diodového proudu mít za následek usměrnění signálu a tak vznik dodatečného proudu, který na R_s způsobí úbytek napětí, který podstatně změní ladicí napětí. Jak již bylo uvedeno, velké napětí signálu způsobuje, že je signál na variakapu usměrněn a způsobí dodatečné rozladění. Proto musíme dbát na to, aby na variakapu nebylo větší efektivní napětí signálu než 200 mV. Obvyklý rozsah ladicích napětí variakapů je 0 až 30 V (kromě KB313), u něhož $U_L = 0$ až 8,5 V). U autopřijímačů je k dispozici z autobaterie obvykle 12 V, takže pro ladicí napětí 30 V je nutné použít měnič napětí. Tyto zdroje ladicího napětí musí mít dobře stabilizované výstupní napětí a minimální zvlnění. Zdrojem ladicího napětí bývá v autopřijímačích obvykle měnič napětí pracující na kmitočtu asi 30 kHz (pravouhlý průběh). Vyšší harmonické kmitočty těchto zdrojů mohou pronikat do vstupních obvodů přijímačů a tvoří s přijímanými signály akustické zázněje v rozsahu DV, SV a KV. Odstředění těchto záznějů vyžaduje důkladné elektrické a magnetické stínění měniče, čímž se komplikuje konstrukční řešení přijímače. Při použití variakapů s ladicím napětím 1 až 8 V uvedené problémy nevznikají.

Má-li přijímač více než jeden vlnový rozsah, je nutné k přepínání rozsahů použít mechanický nebo elektrický přepínač rozsahů. Z mechanických přepínačů to bývají obvykle tlačítkové přepínače Isostat nebo méně často přepínače otočné. Snaha o bezporuchové přepínání rozsahů vede k použití elektronického spínače s diodami nebo tranzistory. Pro rozsahy AM se jako nejvýhodnější ukázala dioda KA261, jejíž odpor v sepnutém stavu při proudu diodou 5 mA je v pásmu SV asi 2,5 až 3 Ω , v pásmu KV 1 až 1,5 Ω . Při návrhu laděných obvodů se musí s těmito odpory počítat, neboť stejně jako sériové odpory variakapů zmenšují jakost laděného obvodu. Při použití pásmové propusti lze splnit požadavky na přijímač první jakostní třídy z hlediska selektivity i potlačení zrcadlových kmitočtů na všech rozsazích. Tak např. v rozsahu KV na kmitočtu 11,8 MHz lze při provozní jakosti $Q_p = 53,5$ potlačit zrcadlové signály o 30 dB.

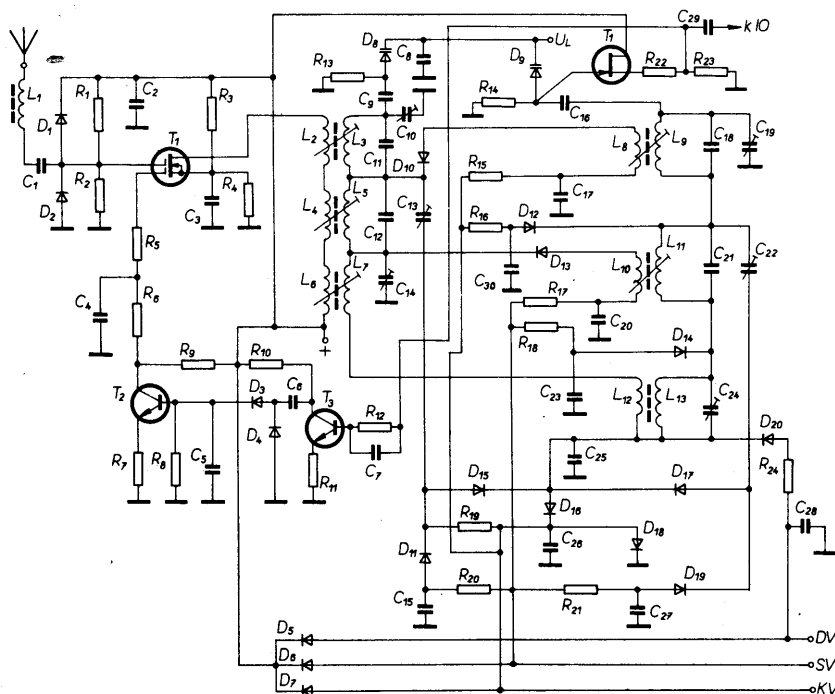
Pokud chceme ušetřit proud pro spinané obvody, použijeme v nich tranzistory KC238, které splňují stejně jako diody požadavky na spínání při vř signálech.

Jak již bylo uvedeno, aby při velkých vstupních signálech nevznikala na variakapech křížová modulace a neposouval se naladěný kmitočet, zapojuje se před vstupní obvod aperiodický zesilovač s velkou vstupní impedancí a rozsahem regulace AVC alespoň 40 dB. Těmto podmínkám vyhovuje MOSFET KF910, který má rozsah AVC asi

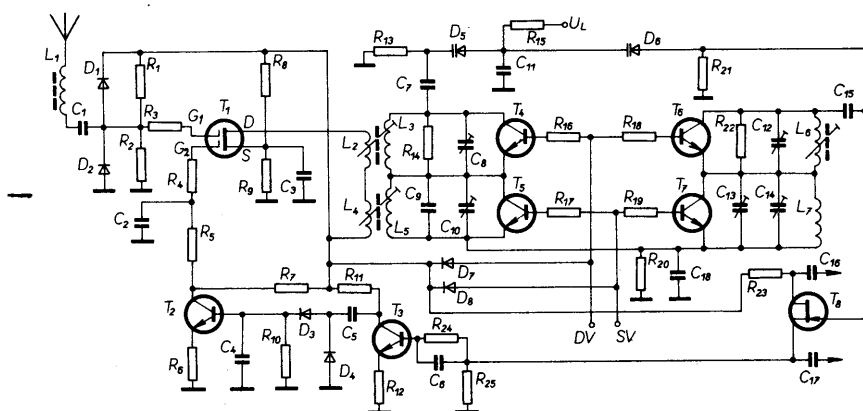
40 dB a „intermodulační“ odolnost asi 50 až 60 dB. K výstupu vstupního obvodu je obvykle připojen speciální IO s malou vstupní impedancí a symetrickým vstupem (A244D, TDA 1046 nebo A4100D). Vzhledem k jejich malé vstupní impedanci je však nutné impedance přizpůsobit výstup vstupního obvodu (buď vazebním vinutím nebo emitorovým sledovačem). Při použití vazebního vinutí se vstupní impedance IO transformuje do vstupního laděného obvodu a zhoršuje jeho provozní činitel jakosti Q_p . Proto se používá většinou emitorový sledovač s tranzistorem FET nebo MOSFET. K tomuto účelu je nejvhodnější FET BF245 (PLR, MLR), který může být zapojen i jako invertor s výstupním děličem napětí pro symetrický vstup IO. Použije-li se KF910, který má malou výstupní impedanci (asi 1 k Ω v rozsazích DV, SV a KV) musí být vstupní obvod připojen na odbočku cívky nebo přes vazební vinutí.

Na obr. 37 je vstupní obvod s pásmovou propustí pro DV, SV a KV, přepínány diodami. Vstupní signál z autoantény je přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 přiveden na G_2 tranzistoru aperiodického předzesilovače, jejíž předpětí je nastaveno děličem $R_1 R_2$. Diody $D_1 D_2$ omezují velké vstupní signály. Aby se tranzistor T_1 nezničil, má jeho emitor (elektroda S) pevné předpětí rezistory $R_3 R_4$. V kolektoru (D) T_1 je zapojeno vazební vinutí primární části pásmové propusti. Při KV pracuje jako vazební vinutí L_2 , při SV vinutí $L_2 L_4$ a při DV vinutí $L_2 L_4 L_6$. Vazební vinutí je nutné, neboť výstupní odpor T_1 je asi 1 k Ω . Při KV se přes R_{15} , $L_8 D_{10}$ připojí primární část pásmové propusti L_3 a napětí z ní se přes vazební cívku L_8 přivede na sekundární část propusti L_9 , která je vř uzemněna přes D_{12} a C_{30} . D_{12} se otevře napětím přes R_{16} . Stejnouměrně je obvod pro D_{10} uzavřen přes $L_5 L_7 L_{12} D_{16} D_{18}$ a pro D_{12} přes $L_{11} L_{13} D_{16} D_{18}$. Při SV jsou cívky $L_2 L_4$, $L_3 L_5$ a $L_9 L_{11}$ zapojeny do série a vř signál je z primární části pásmové propusti navázán přes L_{10} na sekundární. Napětím přivedeným na R_{17} se připojí vazební vinutí SV L_{10} přes D_{13} a studený konec L_{10} se vř uzemní přes C_{20} podobně jako při KV přes C_{17} . Protékajícím proudem se na $D_{16} D_{18}$ vytvoří úbytek asi 1,4 V, který uzavře nefunkční diody. Při SV se přes D_{11} a C_{15} uzemní doladovací kondenzátor C_{13} a přes $D_{19} C_{27}$ kondenzátor C_{22} . Při DV jsou cívky $L_2 L_4 L_6$, $L_3 L_5 L_7$, $L_9 L_{11} L_{13}$ zapojeny do série a vř napětí z primární části se přenáší na sekundární přes vazební cívku L_{12} . Variakapy jsou na primární část navázány přes C_9 a na sekundární přes C_{16} . R_{13} a R_{14} uzavírají ss obvod variakapu. Jejich odpor musí být co největší, aby se nezhoršovala provozní jakost laděného obvodu. Použijí-li se jako $D_8 D_9$ variakapy KB113, je nutné dát vždy dva paralelně, při KB413 postačí vždy jen jeden variakap.

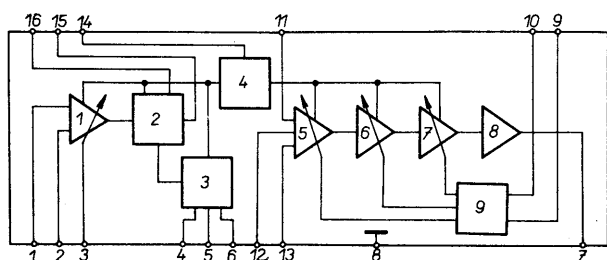
Ze sekundární části pásmové propusti je vř napětí vedeno do emitorového sledovače T_4 , který má v emitoru zapojen dělený emitorový rezistor $R_{22} R_{23}$. Ze spoje těchto dvou rezistorů je vř napětí vedeno jednak na vstup vř zesilovače v IO a jednak přes $C_7 R_{12}$ do vř



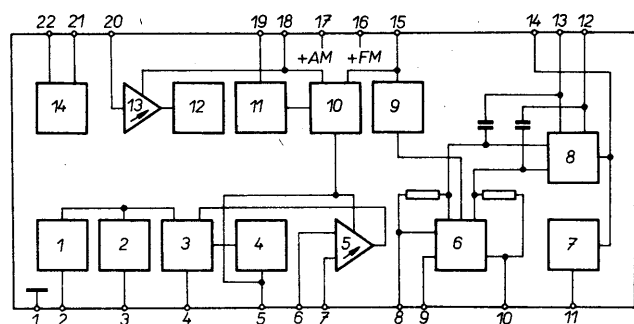
Obr. 37. Zapojení vstupní pásmové propusti pro tři rozsahy (přepínané diodami)



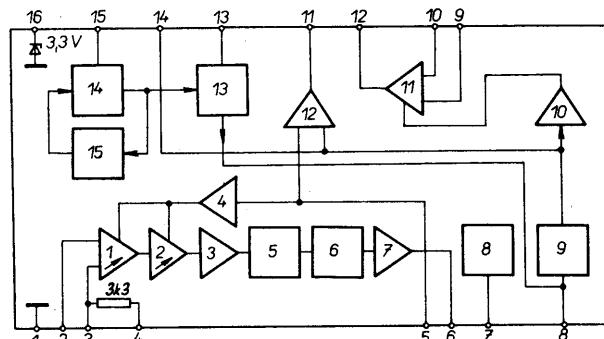
Obr. 38. Zapojení pásmové vstupní propusti pro dva rozsahy (přepínané diodami)



Obr. 39. Blokové schéma A244D, UL1203N



Obr. 40. Blokové schéma A4100D



Obr. 41. Blokové schéma TDA1046, UL1204N

zesilovače T_3 , z jehož kolektoru se vř napětí vede na zdvojovač napětí. Usměrněným napětím je řízen T_2 , do jehož kolektoru je přes $R_5 R_6$ připojena G_1 tranzistoru T_1 . Tímto zapojením se řídí vř zisk T_1 v rozsahu asi 40 dB. Jak je zřejmé z obr. 37, vazba na IO je nesymetrická, tzn., že jeden ze vstupů vř zesilovače v IO je třeba pro střídavé napětí uzemnit.

Na obr. 38 je zapojení vstupních obvodů s pásmovou propustí pro rozsah DV a SV. K přepínání rozsahů jsou použity jako spínací prvky tranzistory. Vř signál je z autoantény přiveden přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 a rezistor R_3 na G_1 vř aperiodického předzesilovače T_1 . Diodami $D_1 D_2$ je omezen velký vstupní signál. Rezistory R_1, R_2 je nastaveno předpětí G_1 tranzistoru T_1 , který pracuje jako regulovatelný zesilovač, u něhož je regulační napětí závislé na velikosti vř signálu, který je odebrán z emitoru T_8 přes $C_6 R_{24}$, zesílen v T_3 a usměrněn zdvojovačem napětí $D_3 D_4$. Usměrněným napětím je ovládan T_2 , v jehož kolektoru je přes $R_4 R_5$ připojena G_2 tranzistoru T_1 . V kolektoru (D) T_1 je zapojena vazební cívka L_2 pro SV a v sérii s ní vazební cívka L_4 primární části pásmové propusti. Při DV je sepnut T_4 , který zkratuje cívku L_3 , takže ve funkci zůstává cívka DV L_5 , jejíž studený konec je pro střídavý proud uzemněn přes C_{18} . Tento kondenzátor zároveň zabezpečuje proudovou střídavou vazbu na sekundární obvod L_7 (proudová vazba ve studeném konci vinutí). Současně s T_4 je sepnut T_6 , který zkratuje sekundární obvod L_6 pro SV. Při SV je naopak zkratována tranzistor $T_5 T_7$ pásmová propust $L_5 L_7$, takže ve funkci zůstává pásmová propust SV, $L_2 L_3 L_6$. Na primární vinutí pásmových propustí je přes C_7 připojen varikap D_5 a na sekundární přes C_{15} varikap D_6 a inverter napětí T_8 , z jehož kolektoru se odebrá přes C_{16} vř napětí na jeden vstup symetrického vř zesilovače v IO a z emitoru přes C_{17} na jeho druhý vstup. Zároveň se z emitoru T_8 odebrá vř napětí pro obvod automatického vyrovnání citlivosti (zisk).

Integrované obvody pro AM (FM)

Jak jsme již uvedli, za vstupními obvody bývá zapojen speciální integrovaný obvod. V RVHP jsou pro tento účel vyráběny IO A244D, A4100D, TDA1046 a UL1220M, UL1203N, UL1204N.

Vnitřní blokové zapojení IO A244D, UL1203N je na obr. 39, IO A4100D na obr. 40, IO TDA1046, UL1204N na obr. 41 a IO UL1220N na obr. 42. IO A244D, UL1203N je sestaven z těchto funkčních bloků: 1 – řízený vysokofrekvenční zesilovač, 2 – směšovač, 3 – oscilátor, 4 – stabilizátor napájecího napětí, 5 a 6 a 7 – řízené mř zesilovače, 8 – neřízený mř zesilovač, 9 – zesilovač AVC a výstup pro indikátor síly pole.

Na obr. 40 je blokové schéma IO pro přijímač AM, FM s detektorem FM a obvo-

dem ADK. IO je tvořen těmito funkčními bloky: 1 – oscilátor AM se stabilizátorem oscilačního napětí, 2 – oddělovací stupeň oscilátoru pro připojení digitální stupnice, 3 – směšovač AM, 4 – usměrňovač napětí AVC, 5 – vf předzesilovač AM, 6 – zesilovač FM a omezovač, 7 – obvod ADK, 8 – detektor FM, 9 – součtový obvod indikátoru síly pole při AM a FM, 10 – regulační zesilovač AVC při AM, 11 – třístupňová aktivní dolní propust $f = 5$ kHz, 12 – detektor AM, 13 – regulační mf zesilovač AM, 14 – stabilizátor napájecího napětí.

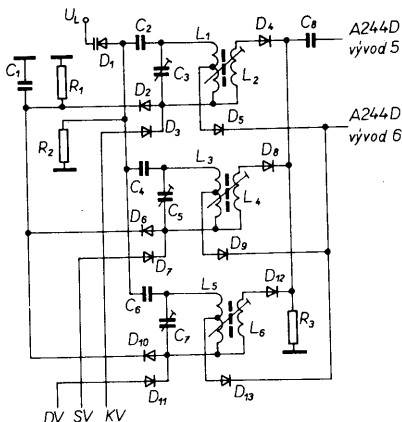
Na obr. 41 je zapojení IO TDA1046 (RSR) a UL1204N (PLR) s těmito funkčními bloky: 1, 2 – regulovatelný mf zesilovač, 3 – neregulovatelný mf zesilovač, 4 – regulační zesilovač pro mf zesilovač, 5 – detektor, 6 – dolní propust do 5 kHz, 7 – předzesilovač nf, 8 – stabilizátor napětí, 9 – detektor vf napětí pro regulační zesilovače, 10 – regulační zesilovač pro vf předzesilovač, 11 – vf předzesilovač, 12 – zesilovač indikátoru síly pole, 13 – směšovač, 14 – oscilátor, 15 – stabilizátor amplitudy oscilačního napětí.

Na obr. 42 je blokové zapojení UL1220N (PLR), který představuje kombinovaný jednoduchý obvod pro AM a FM. V IO jsou funkční bloky: 1 – oscilátor AM, 2 – vf předzesilovač a směšovač AM, 3 – regulovaný mf zesilovač AM, 4 – detektor AM, 5 – zesilovač AVC, 6 – detektor FM, 7 – mf zesilovač FM a omezovač.

V tab. 8 jsou hlavní parametry uvedených integrovaných obvodů. Obvody můžeme rozdělit do skupin podle několika hledisek – oddělený vf zesilovač od směšovače mají IO TDA1046, UL1204N; neoddělený vf předzesilovač mají IO A244D, UL1203N, A4100D a UL1220N. Dalším hlediskem je způsob připojení oscilačního obvodu a regulovatelný oscilátor. U IO A244D, UL1203N a UL1220N se obvod oscilátoru připojuje vazebním vinutím, kdežto u A4100D, TDA1046 a UL1204 je oscilátor zapojen tak, že je možné použít laděný obvod bez odboček a vazebního vinutí a oscilační napětí reguluje IO. Tyto obvody jsou výhodné při použití varikapu jako ladicího prvku. Posledním hlediskem pro použití IO je hledisko nutnosti připojit detekční obvod. Detekční obvod je nutné připojit k A244D, UL1203N a k UL1220N. Ostatní uvedené obvody mají detektor vnitřní, který je doplněn dolní propustí do 5 kHz.

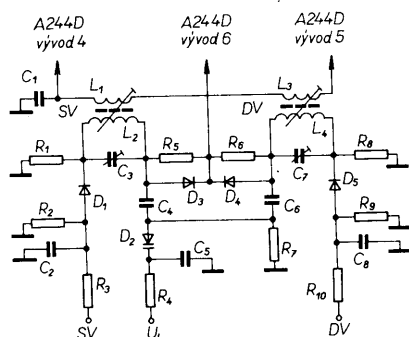
Jak jsme již uvedli, IO TDA1046 a UL1204N mají oddělený vf předzesilovač, takže je možné zapojit mezi předzesilovač a směšovač laděný vf obvod. Toho se však v praxi málo využívá, neboť podstatně lepších výsledků pokud jde o selektivitu lze dosáhnout použitím pásmové laděné vstupní propusti.

U superhetů je pro příjem vysílaců třeba místní oscilátor, jehož signál spolu se vstupním signálem vytváří ve směšovači mezifrekvenční signál. Na obr. 43 až 46 je zapojení několika typů obvodu oscilátoru buď pro tři nebo dvě rozhlasová pásma;



Obr. 43. Zapojení oscilátoru pro tři vlnové rozsahy a A244D

obvody se přepínají diodami a jsou laděny varikapem. Jakost obvodů by měla být co největší, aby oscilátor nevysazoval. Z obrázků je zřejmé, že součástí oscilačního obvodu je cívka, doladovací kondenzátor, obvykle zapojený paralelně k cívce, souběžový (paddingový) kondenzátor, varikap a spínací diody. Podle zapojení oscilátoru má cívka buď vazební vinutí a někdy i odbočku (obr. 43, 44), nebo je zhotovena jako jednoduchá (obr. 45, 46). Činitel jakosti cívky je rozhodujícím činitelem pro jakost celého laděného obvodu. Jakost obvodu zhoršují jednak varikapy a jednak diody použité pro spínání jednotlivých rozsahů. Zhoršení jakosti varikapem není tak podstatné, protože do série s ním bývá zapojen obvykle souběžový kondenzátor, jehož jakost je dána použitým materiálem. Pro souběžové kondenzátory používáme obvykle kondenzátory keramické, fóliové nebo slídové. Volbou materiálu můžeme kompenzovat částečné teplotní činitele

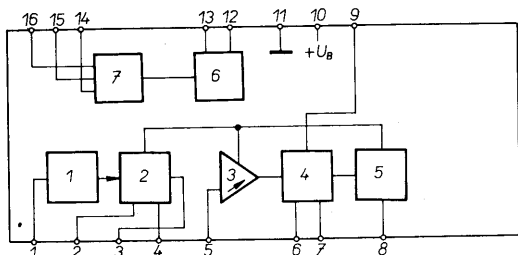


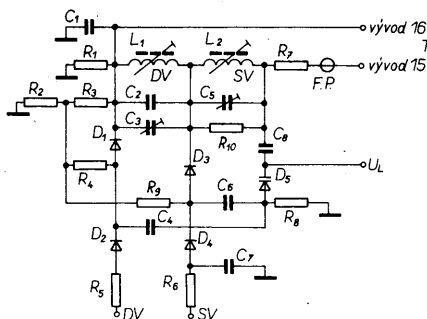
Obr. 44. Oscilátor pro dva rozsahy a A244D

cívky a paralelního doladovacího kondenzátoru, případně i spínacích diod.

Spínací diody rozsahů mají stejný úvln na jakost oscilačního obvodu jako na obvod vstupní a jejich sériový odpor se transformuje do oscilačního obvodu. Doladovací kondenzátor může být sestaven z pevného a z proměnného kondenzátoru (kapacitního trimru). Volbou materiálu doladovacího kondenzátoru lze kompenzovat teplotní součinitel laděného obvodu a to tak, aby kmitočet oscilátoru co nejméně závisel na teplotě. Zejména u autopřijímačů, u nichž se předpokládá velký rozsah provozních teplot, je nutné této otázce věnovat náležitou pozornost. Abychom dosáhli co nejlepšího souběhu po celém rozsahu, musíme věnovat náležitou pozornost i volbě kapacity souběžového kondenzátoru.

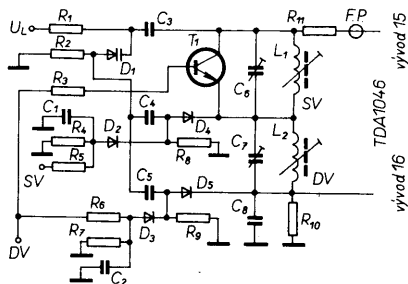
Na obr. 43 je zapojení obvodu oscilátoru DV, KV a SV, vhodného pro připojení k IO A244D, UL1203N a UL1220N. Ve funkci je vždy jen jeden z laděných obvodů, příslušející oscilátoru daného vlnového rozsahu. Vzhledem k tomu, že poměr přeladění je menší než u obvodů vstupních, postačí při použití KB113 jen jeden varikap. Při výpočtu souběhu je však nutné dosazovat do vzorců pro výpočet jen kapacitu varikapu použitého v oscilačním obvodu při daných ladicích napětích, která odpovídají kmitočtům souběhu. Tyto kapacity je nutné zjistit z charakteristik. Při DV se napětím přivedeným na vývod DV sepnou D_{11} , D_{10} , které vf přes C_1 uzemní studený konec cívky L_5L_6 a úbytkem napětí na R_1 se uzavřou diody D_2D_6 a tak odpojí obvody L_1 a L_3 od varikapu D_1 . Stejným napětím se sepnou diody D_{12} a D_{13} . Otevřenou diodou D_{13} se odbočka cívky L_5 připojí na vývod 6 A244D a uzavřou se diody D_5D_9 . Vazební vinutí L_6 se k vývodu 5 A244D připojí přes diodu D_{12} a kondenzátor C_8 . Proudem přes R_3 se vytvoří na R_3 úbytek napětí, který uzavře diody D_4 a D_8 a tak odpojí vazební vinutí L_2 a L_4 . Při přepnutí na rozsah SV protéká diodou D_7 proud do diod D_6D_8 a D_9 . Úbytkem napětí na R_1 se uzavřou diody D_2 a D_{10} a přes diodu D_6 se vf uzemní cívka L_3 . Z její odbočky se přes D_9 přivádí napětí na vývod 6 A244D a uzavírají se diody D_5 a D_{13} . Vazební vinutí L_4 se k IO připojí před D_8 a úbytkem napětí na R_3 se uzavřou D_4 a D_{12} . Na rozsahu KV se napětím na vývodu KV přes D_3 sepnou diody $D_2D_4D_5$. Přes D_2 se uzemní cívka L_1 a L_2 přes C_1 . Úbytkem napětí na R_1 se uzavřou D_6 a D_{10} . Přes D_5 se připojí napájecí napětí na vývod 6 IO a uzavřou se D_9D_{13} . Přes D_4 se připojí zpětnovazební vinutí L_2 k IO a úbytkem na R_3 se uzavřou D_8 a D_{12} , takže obvody DV a SV jsou odpojeny od IO. Rezistorem R_2 se uza-





Obr. 45. Oscilátor pro dva rozsahy přepínání diodami

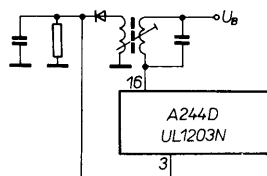
obvodu vnitřního oscilátoru. Ze studeného konce L_2 je napětí přiváděno na druhý vývod vnitřního oscilátoru (vývod 16 u TDA1046, UL1204N, nebo vývod 22 A4100D). Úbytkem napětí na R_{10} se uzavře D_4 .



Obr. 46. Oscilátor pro dva rozsahy přepínání diodami a tranzistorem

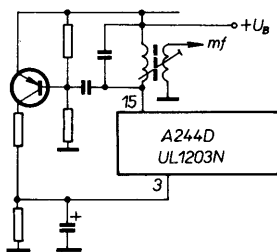
Vstupní signál je u IO z tab. 8 přiváděn do regulovaného vf zesilovače a odtud do směšovače, kam je přiváděn i signál oscilátoru, takže na výstupu směšovače je mf signál. U A244D, UL1203N je možné regulovat vf předzesilovač třemi způsoby:

- do kolektoru směšovače (vývod 16) se zapojí laděný obvod, jehož sekundární napětí se usměrní diodou a po filtraci přivede na vývod 3 IO. Zapojení tohoto obvodu je na obr. 47;



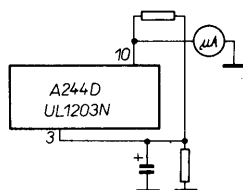
Obr. 47. Obvod AVC k regulaci zisku vf předzesilovače

- do kolektoru směšovače (vývod 15 IO), kam je připojen mf filtr, připojíme přes kondenzátor s malou kapacitou tranzistor p-n-p a jeho kolektor připojíme přes oddělovací rezistor na vývod 3 IO. Paralelní obvod RC na vývodu 3 určuje časovou konstantu regulace. Zapojení tohoto způsobu regulace je na obr. 48;



Obr. 48. Obvod AVC s tranzistorem

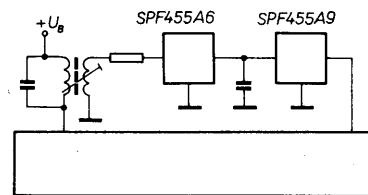
- při třetím způsobu regulace propojíme výstup indikátoru síly pole (vývod 10 IO) přes rezistor s vývodem 3 IO (obr. 49).



Obr. 49. Regulace zisku vf zesilovače z výstupu pro indikátor síly pole

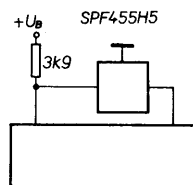
V posledních dvou případech je kolektor směšovače (vývod 16 IO) spojen přímo s napájecím napětím. U těchto IO je jako vf předzesilovač použit diferenční zesilovač, takže vstupní obvod je možné připojit buď symetricky mezi vývody 1 a 2 IO nebo nesympetricky, a to tak, že jeden z těchto vývodů vf uzemníme kondenzátorem. U A4100D, TDA1046, UL1204 a UL1220 je uvnitř IO na výstup směšovače připojen usměrňovač mf signálu, jehož výstup je veden na regulační vstup vf zesilovače. Časová konstanta regulace se nastavuje vnějším kondenzátorem, připojeným na vývod 5 u A4100D, na vývod 14 u TDA1046 a UL1204N a na vývod 8 u UL1220N.

Jak již bylo uvedeno, na výstupu směšovače je k dispozici mf signál. Mezi výstup směšovače a vstup mf zesilovače je nutné zapojit filtr soustředěné selektivity, neboť jiná možnost u uvedených IO není. Na obr. 50 je příklad zapojení filtru soustředěné selektivity (FSS) s keramickými filtry SPF455A6 a SPF455A9 z NDR. Kromě nich



Obr. 50. Filtr soustředěné selektivity s dvěma keramickými filtry

je možné v tomto zapojení použít i keramické filtry SPF455B6. Vzhledem k tomu, že impedance těchto filtrů je asi 3 k Ω , a výstupní impedance směšovače 100 až 250 k Ω , je nutné mezi výstup směšovače a vstup FSS zapojit laděný obvod s vazebním vinutím s převodem asi 3 až 4:1. Výstup filtru může být připojen na vstup mf zesilovače. V NDR je v prodeji nový typ FSS SPF455H5, který je schopen nahradit předchozí FSS typu SPF při zachování nebo zlepšení všech parametrů. Zapojení tohoto filtru mezi výstup směšovače a vstup mf zesilovače je na obr. 51.



Obr. 51. Filtr soustředěné selektivity s jedním keramickým filtrem

Vidíme, že SPF455H5 je zapojen přímo na výstup směšovače. Toto zapojení není z hlediska dosažitelných parametrů optimální a je proto lepší použít zapojení z obr. 50, tj. nahradit filtry SPF455A6 a SPF455A9 filtrem SPF455H5. Pokud nejsou k dispozici keramické filtry, je možno je nahradit cívkovým FSS podle obr. 52, sestaveným ze šesti laděných obvodů a pěti vazebních kondenzátorů. Při činiteli jakosti asi 60 lze s tímto filtrem dosáhnout přibližně shodných výsledků jako s keramickými filtry. Příspěšobit filtr ke vstupu mf zesilovače lze odbočkou na poslední cívce asi v jedné desetinné závitů nebo kapacitně děličem s poměrem 1:10.

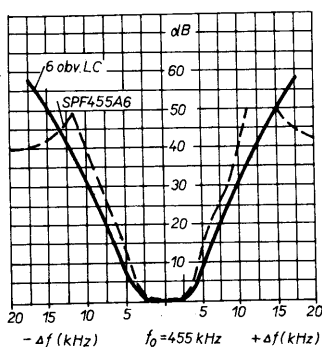
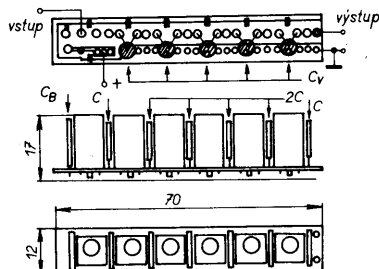
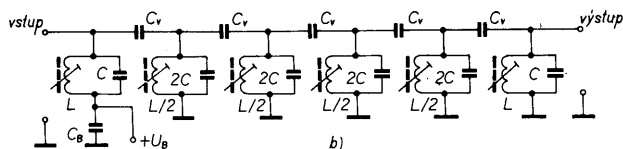
Výstup ze směšovače je u A244D, UL1203N na vývodu 15, u A4100D na vývodu 4, u TDA1046, UL1204N na vývodu 8 a u UL1220N na vývodu 3. Vstup mf zesilovače je u A244D, UL1203N na vývodu

vírá stejnosměrný obvod varikapu D_1 . Jeho odpor je nutné volit jako kompromis mezi maximálním zhoršením činitele jakosti laděného obvodu a potřebnou velikostí úbytku napětí způsobeného protékajícím závěrným proudem varikapu, tzn., že z hlediska zhoršení činitele jakosti obvodu by měl být co největší a z hlediska závěrného proudu varikapu co nejmenší, aby úbytek napětí na něm byl co nejmenší, prakticky nulový. Kondenzátory C_2, C_4, C_6 jsou souběžové kondenzátory a C_3, C_5, C_7 jsou dolaďovací kondenzátory. Vývod 4 A244D se v tomto zapojení uzemní vf přes kondenzátor asi 100 nF.

Jiná varianta zapojení oscilačního obvodu vhodného pro A244D, UL1203N a UL1220N pro dvourozsaňový přijímač (DV a SV) je na obr. 44. Při připojení napětí na vývod SV se přes dělič R_2, R_3 a D_1 vf uzemní přes C_2 studený konec cívky L_2 a přes D_3 se připojí napájecí napětí na vývod 6 A244D. Vazební vinutí L_1 se na vývod 5 připojí přes vazební vinutí L_3 DV. Přes souběžový kondenzátor C_4 se cívka L_2 připojí k varikapu D_2 , jehož závěrný proud teče přes R_7 . Napětím na vývodu 6 IO se uzavře D_4 a přes R_6, L_4 se uzavírá i D_5 . Při přepnutí na rozsah DV se spínací napětí přes R_{10}, R_9 přivede na D_5 a přes C_8 se vf uzemní L_4 . Živý konec se přes D_4 připojí k vývodu 6 IO a přes C_6 k varikapu. Zpětnovazební vinutí L_3 je opět v sérii se zpětnovazebním vinutím L_1 SV.

Na obr. 45 je zapojení obvodu oscilátoru pro DV a SV, který je vhodný pro IO TDA1046, UL1204N a A4100D. Tyto IO mají vestavěný regulační obvod pro stabilizaci amplitudy napětí oscilátoru, takže to je v pásmu konstantní a zajišťuje téměř konstantní citlivost v celém přijímaném pásmu. Při připojení napětí na vývod DV jsou cívky L_1 a L_2 zapojeny do série. Přes D_1 se souběžový kondenzátor C_4 připojí ke studenému konci cívky L_1 a úbytkem napětí na R_1 se uzavře D_3 . Živý konec L_2 je přes C_6 připojen k varikapu D_5 a přes oddělovací rezistor R_7 a feritovou perlu FP, zabráňující nežádoucím vf zážitům, na vývod 15 TDA1046, UL1204N, nebo vývod 2 IO A4100D. Vysokofrekvenčně je oscilační obvod uzemněn přes C_1 a studený konec cívky je připojen na vývod 16 u TDA1046, UL1204N nebo 22 u A4100D. Při SV se souběžový kondenzátor C_6 připojí do studeného konce cívky L_2 přes D_3 a úbytkem napětí na R_1 se uzavře D_1 , takže L_1 pracuje v daném případě jako tlumivka.

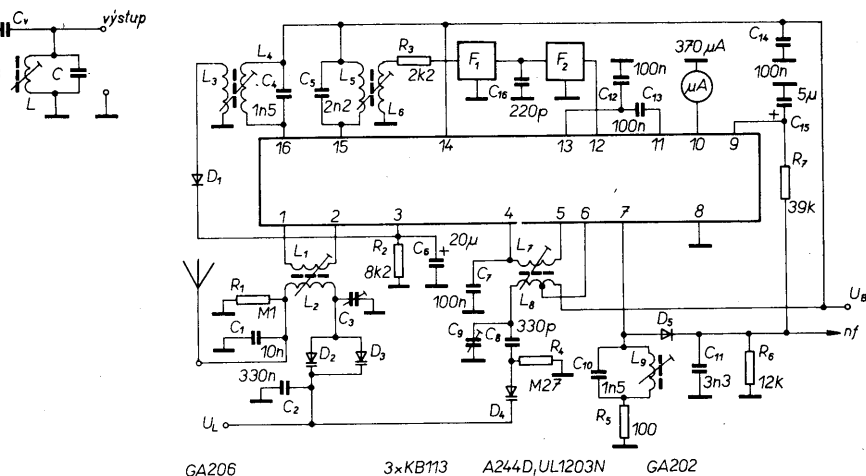
Na obr. 46 je jiný typ oscilačního obvodu pro DV a SV, který lze použít u TDA1046, UL1204N a A4100D. Při SV napětí z vývodu SV se přes R_5 přivede napětí na D_2 a přes D_4 se souběžový kondenzátor C_4 připojí na studený konec cívky L_1 . Živý konec L_1 je přes R_{11} a FP veden na vývod 15 TDA1046, UL1204N, nebo na vývod 2 A4100D. Úbytkem napětí na R_{10} se uzavře D_5 a odpojí obvod DV. Cívka L_2 pracuje v tomto případě jako tlumivka. Při sepnutí DV se napětím přes R_6 otevřou D_3 a D_5 , přes D_5 se připojí souběžový kondenzátor C_5 do studeného konce L_2 a současně se sepnou tranzistor T_1 , který zkratuje obvod L_1, C_6 , takže živý konec cívky L_2 je přímo připojen přes R_{11} a FP do



Obr. 52. Zapojení šestiobvodového filtru LC soustředěné selektivity a jeho charakteristika propustnosti; $C = 165 \text{ pF}$, $C_v = 5 \text{ pF}$, oba 5 %, $2C = 330 \text{ pF}$, $L/2 = 370 \text{ μH}$, $Q_0 \geq 68$, $B_3 \text{ dB} = 8,7 \text{ kHz}$, $B_{42} \text{ dB} = 17,4 \text{ kHz}$, $Z_{vst} = 57 \text{ k}\Omega$, základní útlum 14 dB, $L = 187$ závitů drátu o $\varnothing 0,056 \text{ mm}$ CuU, $L/2 = 130$ závitů stejným drátem

12, u A4100D na vývodu 20, u TDA1046, UL1204N na vývodu 3 a u UL1220N na vývodu 5. Mf zesilovač je v uvedených IO buď čtyřstupňový nebo třístupňový, přičemž poslední stupeň mf zesilovače je neregulovatelný a ostatní bývají regulovatelné, takže výstupní napětí mf zesilovače se mění jen v malých mezích. Vývod z mf zesilovače je u A244D, UL1203N na vývodu 7, kam připojujeme detekční obvod. Zapojení detektoru s diodou je na obr. 53 a s tranzistorem na obr. 54. Na obr. 53 je k výstupu mf zesilovače připojen laděný obvod L_1C_1 , jehož činitel provozní jakosti (má být 17) je upraven rezistorem R_1 . Diodou D_1 je detekován modulovaný signál AM. Detektor pracuje do rezistoru R_2 . Vf složka detekovaného signálu je odfiltrována kondenzátorem C_3 . Stejnou směrnu složku detekovaného signálu se využívá pro obvod AVC a je přiváděna přes R_2 na vstup zesilovače AVC (vývod 9). Výstup zesilovače AVC řídí první tři stupně mf zesilovače a napájí indikátor síly pole na vývodu 10 IO. Kondenzátorem C_2 je určena časová konstanta obvodu AVC (R_2, C_2).

V zapojení na obr. 54 je modulovaný mf signál přes L_1 a L_2 přiveden na detektor s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem. Pracovní bod detektoru je nastaven rezistory R_1, R_2 . Detekovaný signál je z emitoru T_1 veden jednak přes C_6 do dolní propusti s mezním kmitočtem 5 kHz a jednak stejnosměrná složka detekovaného signálu se přes R_3 vede na vstup zesilovače AVC. Časová konstanta obvodu AVC je určena



GA206

3×KB113

A244D, UL1203N

GA202

Obr. 56. Zapojení přijímače s A244D nebo UL1203N

článkem R_3, C_4 . Vf složka detekovaného napětí je filtrována kondenzátorem C_3 .

Dolní propust je zapojena jako aktivní filtr typu dvojité T. Pracovní bod T_2 je nastaven rezistory R_6, R_7, R_{13}, R_{11} . Článek dvojité T, $R_8, R_{12}, C_{10}, C_7, C_8, R_9$, je zapojen mezi bázi a emitorem T_2 . Vzhledem k použitému typu filtru je nutné do kolektoru T_2 zapojit kondenzátor C_9 , kterým jsou potlačovány kmitočty nad 5 kHz. Dolní propust potlačuje hvězdy vznikající interferencí blízkých vf signálů.

U UL1220N je detekční obvod připojen mezi vývody 6 a 7 a detekovaný nf signál je na vývodu 9. Detekční obvod má vyveden střední vývod. Z výstupu vnitřního detektoru je odebráno ss napětí pro obvod AVC. Zapojení tohoto detekčního obvodu je na obr. 55.

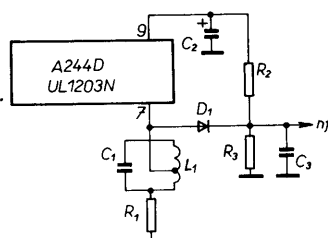
U A4100D, TDA1046 a UL1204N je detektor součástí IO a nepotřebuje žádný vnější laděný obvod. Za detektorem je v IO zapojena dolní propust s mezním kmitočtem asi 5 kHz. Z výstupu propusti je jednak ss slož-

kou detekovaného signálu řízen zesilovač AVC, z něhož je dále řízen mf a vf zesilovač a na jeden jeho výstup je připojen indikátor síly pole, a jednak je vyveden buď přes předzesilovač nebo přímo nf signál. U TDA1046, UL1204N je to na vývodu 6 a u A4100D na vývodu 19. Kondenzátor určující časovou konstantu AVC je u TDA1046, UL1204N připojen na vývod 5 a u A4100D na vývod 18. Výstup pro indikátor síly pole je u TDA1046, UL1204N na vývodu 11 a u A4100D na vývodu 15.

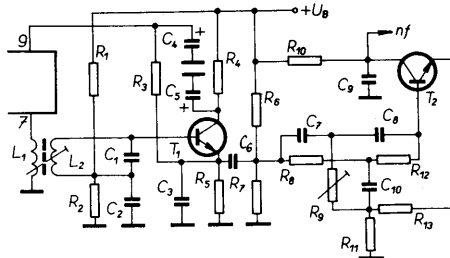
Dále si všimneme základních zapojení IO pro AM (uvedených v tab. 8), doporučených výrobcem. Na obr. 56 je základní zapojení A244D a UL1203N. Vstupní signál je přiveden na vstupní laděný obvod $L_2C_3D_3$ do jeho studeného konce. Přes R_1 je uzavřen ss obvod varikapů D_2, D_3 . Přes vazební symetrické vinutí L_1 je signál veden do vf zesilovače, který má vlastní obvod regulace AVC. Signál pro tento obvod AVC je odebrán z výstupu směšovače (vývod 16) a je veden na laděný obvod L_4C_4 , nalaďený na mf kmitočty. Signál z vinutí L_3 je usměrněn diodou D_1 a přiveden na regulační vstup vf zesilovače (vývod 3). Rezistor R_2 spolu s C_6 určují časovou konstantu obvodu AVC, která je zhruba stejná jako časová konstanta obvodu AVC pro mf zesilovač. Signál z vf zesilovače je veden do směšovače, kam je přiveden i signál z místního oscilátoru ($L_7, L_8, C_9, C_8, D_4, R_4$), který je vyveden na vývody 4, 5 a 6. Kondenzátor C_9 je dolaďovací, C_8 souběhový a rezistor R_4 uzavírá ss obvod varikapu D_4 . Přes zpětnovazební vinutí L_7 je oscilátor navázán na laděný obvod oscilátoru. Vazební vinutí je vf uzemněn přes C_7 . Z výstupu směšovače (vývod 15) je mf signál veden přes laděný obvod L_5C_5 a vazební vinutí L_6 přes R_3 na FSS, sestavený z keramického filtru F_1 (SPF455A6 – modrý) a F_2 (SPF455A9 – červený). Rezistorem R_3 je impedančně přizpůsoben filtr soustředěné selektivity k vazebnímu vinutí. Kondenzátorem C_{16} lze vyrovnat charakteristiku FSS.

Z F_2 je signál veden do čtyřstupňového mf zesilovače, jehož první tři stupně jsou regulovatelné. Z výstupu mf zesilovače (vývod 7) je signál veden na detektor $L_9C_{10}R_5D_5$. Po detekci vznikne nf signál a ss složka, která se využívá k řízení obvodu AVC. C_{11} filtruje zbytky mf signálu. Časová konstanta obvodu AVC pro regulaci mf zesilovače je dána R_7, C_{15} . Na jednom z výstupů obvodu AVC je výstup pro indikátor síly pole (S-metr).

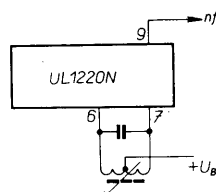
Na obr. 57 je zapojení přijímače AM kombinovaného s mf zesilovačem FM a detektorem FM s A4100D. Popíšeme si jen funkci při AM. Obvody FM se budeme zabývat až při popisu přijímačů FM. Vstupní signál z antény je přes C_5 přiveden do studeného konce laděného obvodu $L_4C_3D_1$. Závěrný proud D_1 je veden přes R_1 . Vstupní signál je přes



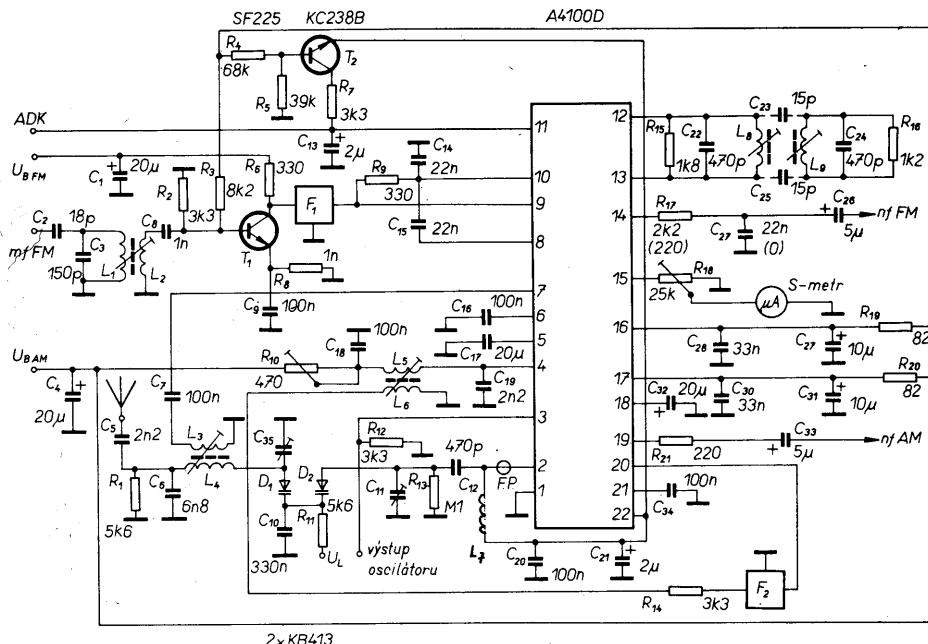
Obr. 53. Zapojení detektoru signálu s diodou



Obr. 54. Zapojení detektoru mf signálu s tranzistorem a dolní propustí



Obr. 55. Zapojení detektoru AM u UL1220N



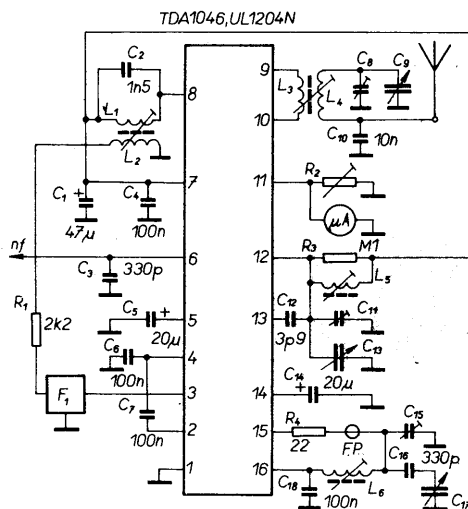
Obr. 57. Zapojení přijímače s A4100D

vazební vinutí L_3 a přes C_7 veden na jeden vstup (7) regulovatelného vf zesilovače. Jeho druhý vstup (6) je vf uzemněn přes C_{16} . Časová konstanta obvodu AVC vf zesilovače je určena kondenzátorem C_{17} . Z výstupu vf zesilovače je signál veden do směšovače, kam je přiváděn i signál místního oscilátoru. Oscilační obvod $L_7C_{12}C_{11}R_{13}D_2$ používá jednoduchou cívku. Kondenzátor C_{11} je doladovací, C_{12} souběžový. Přes R_{13} je ss uzavřen obvod varikapu D_2 . Aby vf a oscilační signál nepronikl do ladičního napětí, je použit C_{10} . Feritová perla FP zabraňuje parazitním kmitům a lze ji nahradit rezistorem asi 56 Ω . Druhý konec cívky L_7 je připojen na vnitřní stabilizátor napětí. Z výstupu oscilátoru je přes sledovač vyveden signál oscilátoru na vývod 3 IO, lze jej použít pro digitální stupnici. Signál místního oscilátoru je veden do směšovače, kde po smísení se signálem z vf zesilovače vzniká mf signál, který je jednak veden na vnitřní detektor AVC pro regulaci zisku vf zesilovače a jednak na laděný obvod L_5C_{19} . Rezistorem R_{10} lze v určitých mezích měnit bod nasazení regulace AVC pro vf zesilovač. Přes vazební vinutí L_6 je mf signál veden na filtr F_2 (SPF465H5) a dále do vstupu mf zesilovače. Rezistorem R_{14} je impedančně přizpůsoben laděný obvod L_5C_{19} k filtru F_2 . Mf zesilovač je třístupňový a regulovaný je jen první stupeň. Z výstupu je signál veden do detektoru s tranzistorem se společným kolektorem, který zajišťuje detekovaný signál s malým zkreslením. Za detektorem je zapojena třístupňová aktivní dolní propust s mezním kmitočtem asi 6,5 kHz, která nepotřebuje žádné vnější kondenzátory. Její výstupní odpor je asi 270 Ω . Po demodulaci vzniklé stejnosměrné napětí je přivedeno do zesilovače AVC pro mf zesilovač a dále do slučovacího obvodu indikátoru síly pole. Časovou konstantu obvodu AVC lze měnit kondenzátorem C_{32} . Přes R_{21} a C_{33} je nf signál veden k nf zesilovači. Přijímač je při provozu AM napájen ze svorky U_{BAM} do vývodu 17 přes R_{20} .

Na obr. 58 je zapojení AM přijímače s TDA1046 a UL1204N. Vstupní signál z antény je přiveden do studeného konce vstupního laděného obvodu $L_4C_8C_9$. Přes vazební vinutí L_3 je signál veden na symetrický vstup vf zesilovače. Z jeho výstupu je signál veden přes druhý vstupní obvod $R_3L_5C_{11}C_{13}$ a z něho přes vazební kondenzátor C_{12} na jeden vstup směšovače. Na jeho druhý vstup je přiveden signál z místního oscilátoru. Os-

cilační obvod $L_6C_{16}C_{17}C_{15}$ je živým koncem přes feritovou perlu FP a R_4 připojen na vnitřní oscilátor; amplituda kmitů je regulována vnitřním regulačním obvodem. Druhý konec oscilačního obvodu je připojen na vnitřní stabilizátor napětí 3,3 V. Z výstupu směšovače je mf signál uvnitř IO veden na detektor, který řídí regulační obvod vf zesilovače a z tohoto regulačního zesilovače je řízen zisk vf zesilovače. Dále je z výstupu směšovače mf signál veden přes laděný obvod L_1C_2 a vazební vinutí L_2 na keramický filtr F_1 (SPF455H5) a odtud na vstup třístupňového mf zesilovače, jehož první dva stupně mají regulaci zisku. Z výstupu mf zesilovače je signál veden do diodového detektoru, dolní propusti s mezním kmitočtem asi 5 kHz a do nf předzesilovače. Stejnosměrnou složkou detekovaného signálu na výstupu nf předzesilovače je řízen jednak mf regulační zesilovač, který řídí zisk prvních dvou stupňů mf zesilovače, jednak do zesilovače indikátoru síly pole. Zesilovač indikátoru síly pole je také buzen z detektoru zapojeného na výstup směšovače. Indikátor síly pole je připojen na vývod 11 IO. Kondenzátorem C_{14} je určena časová konstanta AVC obvodu vf zesilovače a kondenzátorem C_5 časová konstanta obvodu AVC mf zesilovače. Nf signál se odebrá z vývodu 6 IO. Na vývod 7 IO je připojen vnitřní stabilizátor napětí, kterým jsou napájeny všechny vnitřní obvody.

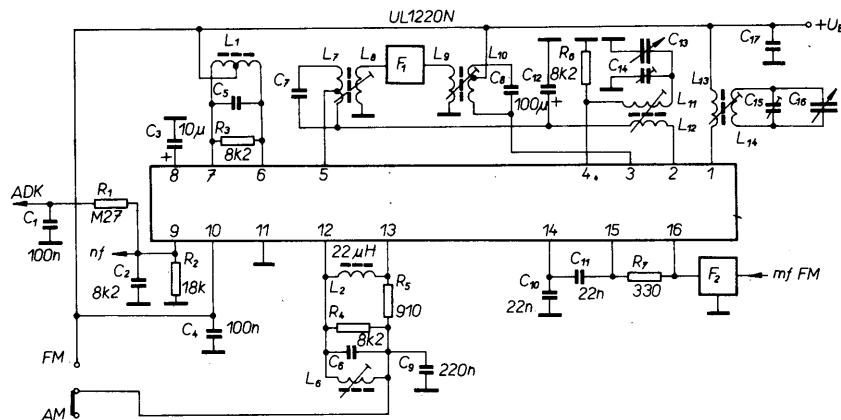
Na obr. 59 je zapojení přijímače AM s mf zesilovačem FM a detektorem FM. V následujícím popisu se budeme věnovat jen části AM, činnost části FM probereme v článku o přijímačích FM. Vstupní signál přijímaný feritovou anténou $L_{11}C_{13}C_{14}$ je přes vazební vinutí L_{12} přiveden na vstup vf zesilovače a z jeho výstupu do směšovače. Zisk vf zesilovače je řízen z obvodu AVC, jehož časovou konstantu můžeme měnit kondenzátorem C_3 . Do směšovače je přiváděn signál z místního oscilátoru s oscilačním obvodem $L_{13}L_{14}C_{15}C_{16}$. Cívka L_{13} je zpětnovazební vinutí. Z výstupu směšovače je mf signál veden na filtr $L_{10}C_8$ a přes vazební vinutí L_9 na keramický filtr F_1 a z něho přes vazební vinutí L_8 na obvod L_7C_7 . Z odbočky cívky L_7 je mf signál veden na vstup regulovatelného mf zesilovače a z jeho výstupu na detektor s detekčním obvodem $L_1C_5R_3$. Stejnosměrná složka detekovaného signálu je vedena na vstup zesilovače AVC, z jehož výstupu je řízen zisk vf zesilovače a mf zesilovače. Detekovaný nf signál je odebrán z vývodu 9 IO.



Obr. 58. Zapojení přijímače s TDA1046 nebo UL1204N

Přijímač pro DV, SV, KV

Na obr. 60 je zapojení třírozsahového přijímače AM pro DV, SV a KV s A244D. Vstupní signál z antény je přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 přiveden na G_1T_1 , jejíž napětí je nastaveno rezistory R_1R_2 . Velké vstupní signály jsou omezeny diodami D_1D_2 . Aby se nemohl zničit T_1 , má jeho emitor (S) pevné napětí, dané děličem R_3R_4 a je vf uzemněn přes C_3 . Do kolektoru je



Obr. 59. Zapojení přijímače s UL1220N

připojeno vazební vinutí primární strany pásmové propusti. Při sepnutí KV se uzemní vf cívka L_2 a kondenzátor C_{11} přes D_7D_8 a C_{23} a průchodem proudu přes $R_{16}R_{17}$ vznikne úbytek napětí, kterým se uzavřou D_9 a D_{10} , takže cívky L_3L_4 pracují jako tlumivky. Signál z L_2 je indukčně přenesen do primárního laděného obvodu pásmové propusti L_5 a přes D_{13} a vazební vinutí L_8 do sekundární části L_{11} laděného vstupního obvodu. Cívka L_{11} je přes $D_{16}C_{46}$ vf uzemněna. Vazba mezi

primární a sekundární stranou vstupního laděného obvodu je indukční, tzn., že cívka L_8 je součástí primárního vinutí, které je vf uzemněno přes C_{54} a C_{23} . Kondenzátor C_{23} musí být co nejblíže cívce L_8 . Přes D_{17} je uzemněn trimr C_{15} . Primární vinutí vstupního obvodu je laděno varikapem D_{11} a sekundárním varikapem D_{12} . Kondenzátory C_{12} a C_{14} oddělují anody varikapů od ss napětí a přes R_{18} a R_{22} teče závěrný proud D_{11} a D_{12} . Ladicí napětí je přivedeno přes R_{23} . Aby vf

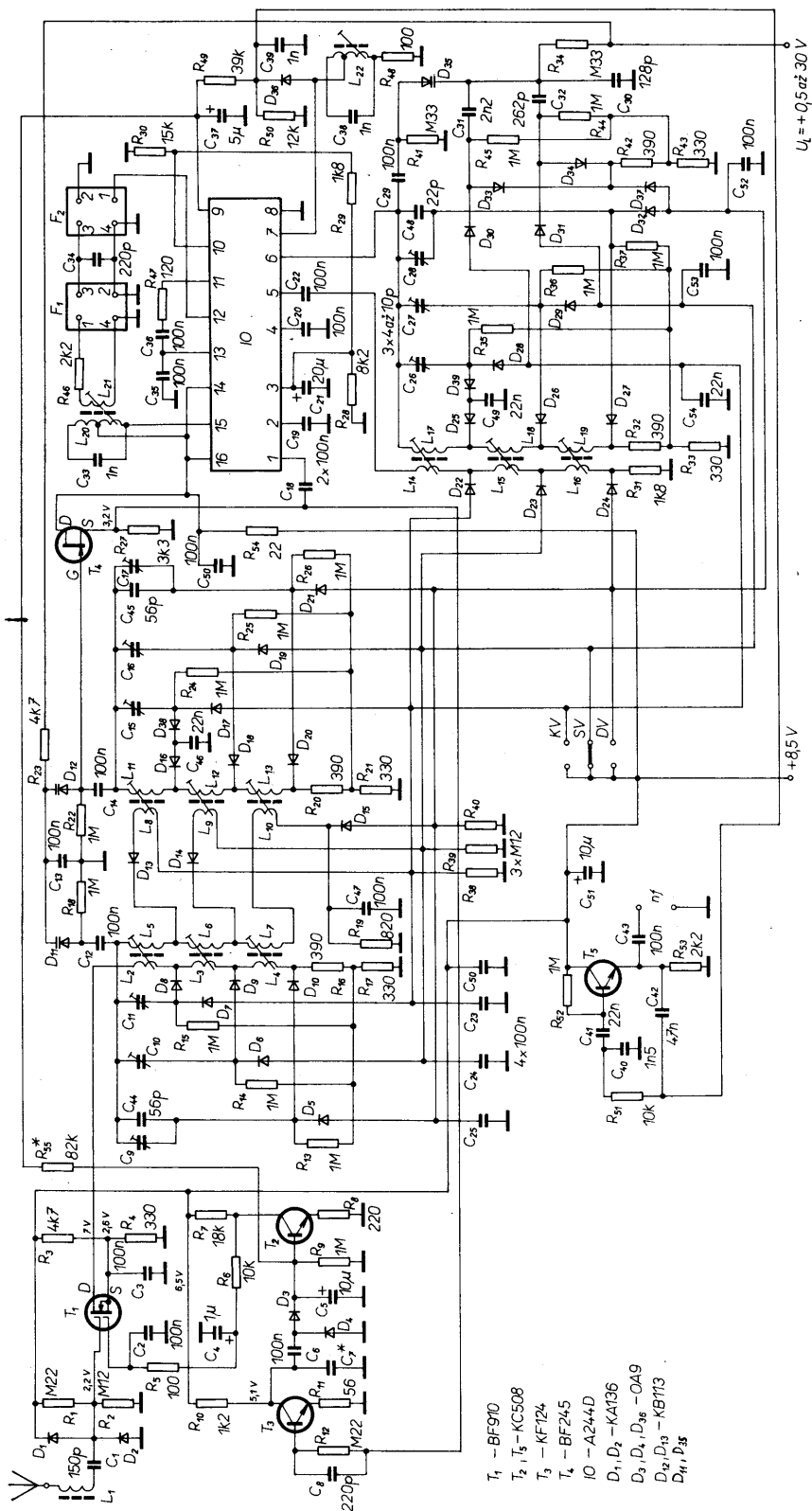
signál nepronikal do ladicího napětí, jsou katody D_{11} a D_{12} uzemněny přes C_{13} . Z $L_{11}D_{12}C_{15}$ je přes C_{14} signál veden do báze T_4 .

Při přepnutí na rozsah SV povedou diody $D_6, D_9, D_{14}, D_{18}, D_{19}$. Diodou D_6 se přes C_{24} vf uzemní C_{10} a D_9 spolu s D_6 uzemní vf L_3 . Úbytkem napětí na $R_{16}R_{17}$ se uzavřou D_8D_{10} , takže na rozsahu SV pracuje L_2 jako vazební vinutí v kolektoru T_1 cívky L_2 . L_4 slouží v tomto případě jako filtrační tlumivka. Signál z L_3 je indukčně přenesen na L_6 a přes D_{14} a vazební vinutí L_9 indukčně na L_{12} . Protože D_{13} je úbytkem napětí na R_{19} uzavřena, jsou při SV L_{11} a L_{12} zapojeny do série. D_{16} je uzavřena úbytkem napětí na $R_{20}R_{21}$ a proto i L_{11} a L_{12} jsou v sérii. Diodou D_{19} je vf uzemněn C_{16} a přes D_{18} studený konec L_{12} .

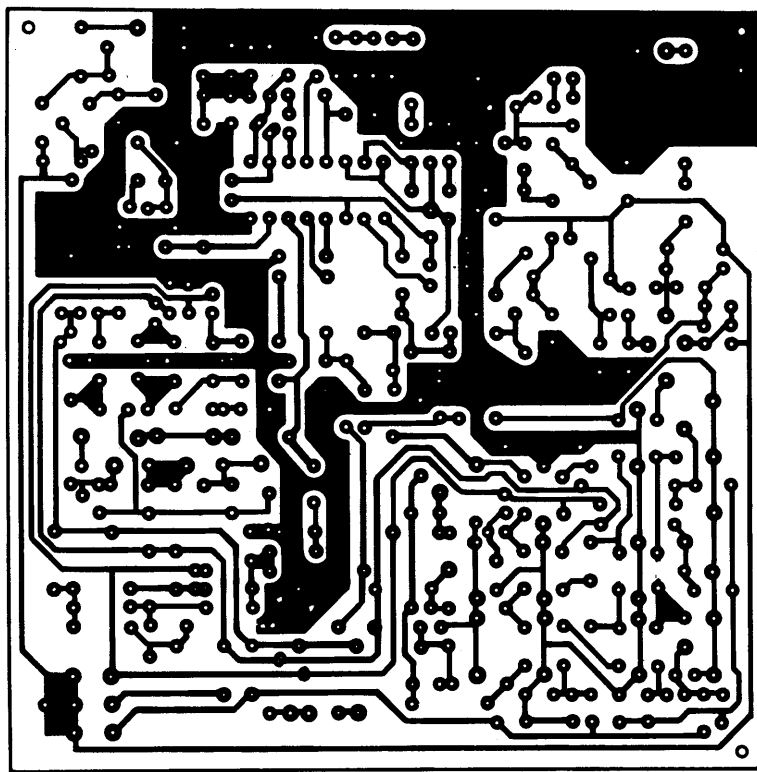
Při přepnutí na DV se otevřou $D_5, D_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}$ a uzavřou se $D_8, D_9, D_{13}, D_{14}, D_{16}, D_{18}$, takže vazební vinutí do kolektoru T_1 jsou $L_2L_3L_4$, zapojené do série, jakož i $L_5L_6L_7$ a $L_{11}L_{12}L_{13}$. Protože diody $D_{13}D_{14}$ jsou uzavřeny, na DV jako vazební cívka mezi primárním a sekundárním vinutím vstupního filtru pracuje jen L_{10} . Vazební vinutí L_4 je vf uzemněno přes D_5D_{10} , cívka L_{10} přes D_{15} a L_{13} přes $D_{20}D_{21}$ a kondenzátor C_{25} . Diodou D_5 je vf uzemněn C_9 a diodou D_{21} kondenzátor C_{17} .

Aby se nemuselo použít vazební vinutí k impedančnímu přizpůsobení sekundární cívky a IO, je zapojen T_4 jako emitorový sledovač. Z jeho emitorového rezistoru R_{27} je odebrán jednak signál na vf zesilovač v IO a jednak signál k regulaci tranzistoru T_1 . Tento signál je nejprve zesílen v T_3 , z jehož kolektoru je přes C_6 veden na zdvojovač napětí D_3D_4 . Stejnoseměrné napětí zdvojovače je filtrováno C_5 a řídí T_2 , do jehož kolektoru je přes R_6R_5 připojena G_2 tranzistoru T_1 . Casová konstanta tohoto obvodu AVC je určena R_6C_4 . Tím se dosáhlo toho, že se na varikapy dostane jen tak velké vf napětí, které varikap ještě neusměrní. Z R_{27} je signál přes C_{18} veden na jeden vstup vf zesilovače. Jeho druhý vstup je vf uzemněn přes C_{19} . Zisk vf zesilovače se reguluje z výstupu indikátoru síly pole přes R_{29} , časová konstanta regulace je dána $R_{28}C_{21}$.

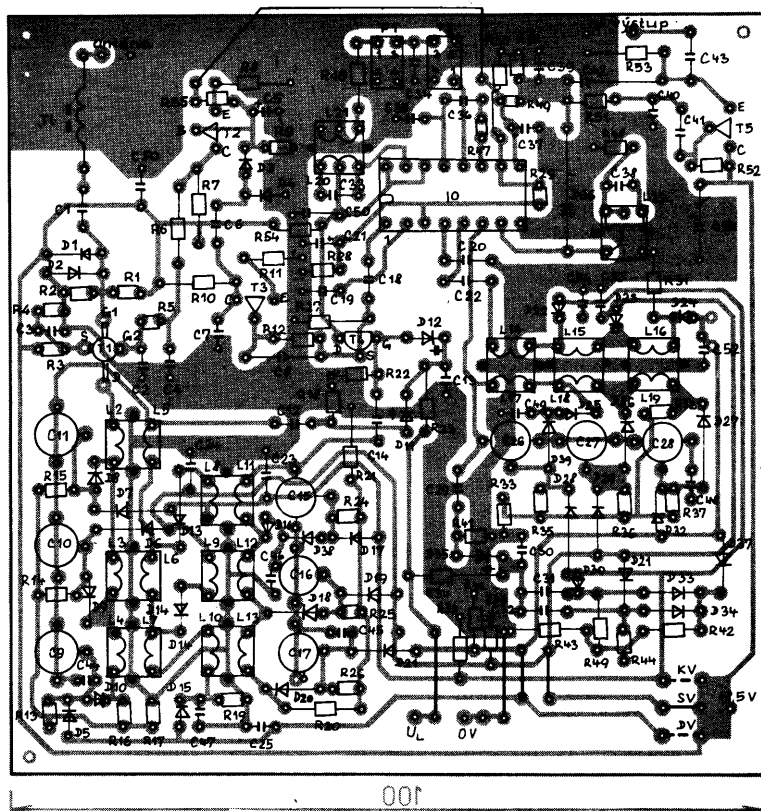
Z vf zesilovače je signál veden do směšovače, kam je přiváděn i signál z místního oscilátoru. Jeden vstup oscilátoru je vf uzemněn přes C_{20} , na druhý vstup je přes C_{22} připojeno vazební vinutí. Při KV se sepnou diody $D_{22}D_{25}D_{39}D_{28}D_{30}D_{33}$ a ostatní diody $D_{23}D_{24}D_{26}D_{27}D_{29}D_{31}D_{32}$ a D_{34} budou uzavřeny. Přes D_{22} a C_{23} se vf uzemní zpětnovazební vinutí L_{14} a napětím na R_{31} se uzavřou $D_{23}D_{24}$, takže $L_{15}L_{16}$ pracují jako tlumivky. Přes $D_{25}D_{39}D_{28}$, C_{54} a C_{49} se vf uzemní L_{17} a přes D_{39} a C_{49} doladovací kondenzátor C_{26} . Přes $D_{33}D_{30}$ se připojí souběhový kondenzátor C_{31} . Napětím na $R_{32}R_{33}$ se uzavřou $D_{26}D_{27}$ a napětím na $R_{42}R_{43}$ diody $D_{34}D_{31}$, čímž se odpojí C_{27} a C_{32} . Při SV se sepnou diody $D_{23}D_{26}D_{29}D_{31}D_{34}$ a budou uzavřeny diody $D_{22}D_{24}D_{25}D_{27}D_{28}D_{38}D_{32}$, takže budou odpojeny cívky $L_{16}L_{19}$ a kondenzátory $C_{26}C_{28}$ a C_{31} . Vazební vinutí $L_{14}L_{15}$ se zapojí do série a rovněž i vinutí $L_{17}L_{18}$. Při DV se sepnou diody $D_{24}D_{27}D_{32}$ a D_{37} a uzavřou se diody $D_{22}D_{23}D_{25}D_{28}D_{30}D_{31}D_{33}D_{39}$ a D_{34} . Cívky $L_{14}L_{15}L_{16}$ se spojí do série, stejně tak cívky $L_{17}L_{18}L_{19}$. Přes $D_{32}C_{25}$ se uzemní C_{28} a C_{48} . Přes C_{25} a C_{52} je uzemněn i studený konec cívky L_{16} a L_{19} . Ze „živého“ konce cívky L_{17} je napájen vývod 6 IO. Varikap D_{35} je k obvodu připojen přes C_{29} a jeho závěrný proud protéká od zdroje ladicího napětí přes $D_{34}D_{35}$ a R_{41} . Rezistory $R_{13}R_{14}R_{15}R_{24}R_{25}R_{26}R_{35}R_{36}R_{37}R_{44}$ a R_{45} je kompenzován závěrný proud spínacích diod. Jeden výstup směšovače je připojen přímo na napájecí napětí IO (vývod 16), na druhý výstup směšovače je připojen mf laděný obvod $L_{20}C_{33}$. Z jeho vazební vinutí L_{21} je mf signál veden přes



Obr. 60. Zapojení třírozsahového přijímače s A244D

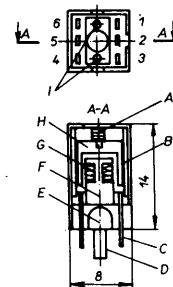


Obr. 61. Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek přijímače z obr. 60 (deska X211)



Tab. 9. Parametry třírozsahového přijímače AM

Kmitočet MHz	0,176	0,290	0,52	1	1,62	6	12
U_L V	3,6	29	0,5	12,8	30	2	30
Čitlivost pro $s + \dot{s}/\dot{s} = 20$ dB μ V	150	130	80	48	48	120	30
Výst. napětí mV	50	55	40	45	45	20	35
Výst. napětí pro $m = 0,8$, $U_{vst} = 1$ mV mV	152	149	136	140	138	125	125
Výstupní napětí pro $m = 0,3$, $U_{vst} = 2$ V mV	52	56	51	52	52	52	52
Zkreslení % při $m = 0,3$	5	6	5	6	5	5	6
$m = 0,8$	4,5	5	10	10	10	10	14
Potlačení zrcadel dB	66	65	60	58	48	17	15



Obr. 62. Zapojení cívek přijímače z obr. 60

R_{46} na filtry F_1 a F_2 , z výstupu F_2 je napájen vstup mf zesilovače. Propustná charakteristika (její vrchol) filtrů F_1, F_2 je vyrovnána kondenzátorem C_{34} . Vzhledem k tomu, že vstup mf zesilovače je symetrický, je nutné druhý vstup uzemnit přes $C_{35}C_{36}$. Výstup mf zesilovače (vývod 7 IO) je veden na detekční obvod $L_{22}C_{38}D_{36}$. Na výstupu detektoru D_{36} je jednak detekované vř napětí (nf) a jednak ss složka, která je po filtraci C_{39} vedena přes R_{49} na vstup zesilovače AVC, jehož časová konstanta je určena C_{37} . Z jednoho výstupu pro indikátor síly pole (vývod 10 IO) je přes R_{29} řízen zisk vř zesilovače v IO. Z pracovního rezistoru R_{50} detektoru je nf signál veden do dolní propusti s tranzistorem T_5 . Z emitoru T_5 je nf signál přes C_{43} veden do mf zesilovače.

Deska s plošnými spoji přijímače (a rozložení součástek) je na obr. 61 a provedení cívek na obr. 62. Výsledky měření na vzorku přijímače jsou v tab. 9. Napětí na jednotlivých elektrodách tranzistorů jsou v tab. 10. Napětí na vývodech IO jsou: na 1, 2, 4, 5 – 2 V, na 3, 7, 8, 9, 10 – 0 V, na 11, 12, 13 – 1,6 V, na 14, 15 a 16 – +8,5 V.

Tab. 10. Stejnoseměrná napětí na polovodičových součástkách v obr. 60

Pozice	G_1	G_2	D	S	E(S)	B(G)	K(D)
T_1 V	2,2	8	7	2,6			
T_2 V					0	0	8,2
T_3 V					0	0,8	7
T_4 V					3,2	0	8,5
T_5 V					3,8	4,2	8,5

Napájecí napětí 8,5 V, spotřeba 70 mA. Ladící napětí 0,5 až 30 V.

Seznam součástek k obr. 60

Rezistory (TR 212)

R_1, R_{12}	220 k Ω
$R_2, R_{38}, R_{39}, R_{40}$	120 k Ω
R_3, R_{23}	4,7 k Ω
$R_4, R_{17}, R_{21}, R_{33}, R_{43}$	330 Ω
R_5, R_{48}	100 Ω
R_6, R_{51}	10 k Ω
R_7	18 k Ω
R_8	220 Ω
$R_9, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{18}, R_{22}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{44}, R_{45}, R_{52}$	1 M Ω
R_{10}	1,2 k Ω
R_{11}	56 Ω
$R_{16}, R_{20}, R_{32}, R_{42}$	390 Ω
R_{19}	820 Ω
R_{27}	3,3 k Ω
R_{28}	8,2 k Ω
R_{29}, R_{31}	1,8 k Ω
R_{30}	15 k Ω
R_{34}, R_{41}	330 k Ω
R_{46}, R_{53}	2,2 k Ω
R_{47}	120 Ω
R_{49}	39 k Ω
R_{50}	12 k Ω
R_{54}	22 Ω
R_{55}	56 až 82 k Ω (výběr)

Kondenzátory

C ₁	TK 754, 150 pF
C ₂ , C ₃ , C ₆ , C ₁₂ , C ₁₃ , C ₁₄ , C ₁₈ , C ₁₉ , C ₂₀ , C ₂₂ , C ₂₃ , C ₂₄ , C ₂₅ , C ₂₉ , C ₃₅ , C ₃₆ , C ₄₃ , C ₄₇	TK 783, 100 nF
C ₅₀ , C ₅₂ , C ₅₃	TE 005, 1 μF
C ₄	TE 004, 10 μF
C ₅ , C ₅₁	TK 754, 10 až 100 pF
C ₈ , C ₃₄	TK 754, 220 pF
C ₂₁	TE 004, 20 μF
C ₃₀	TK 754, 120 + 10 pF
C ₃₁	TC 281, 2,2 nF
C ₃₂	TK 754, 220 + 47 pF
C ₃₃ , C ₃₈ , C ₃₉	TC 281, 1 nF
C ₃₇	TE 004, 5 μF
C ₄₀	TC 281, 1,5 nF
C ₄₁	TC 215, 22 nF
C ₄₂	TC 215, 47 nF
C ₄₄ , C ₄₅	TK 754, 56 pF
C ₄₆ , C ₄₉ , C ₅₄	TK 744, 22 nF
C ₄₈	TK 754, 22 pF

Filtry

F ₁	SPF455A6
F ₂	SPF455-9

Tranzistory

T ₁	BF910 (KF910)
T ₂ , T ₅	KC238B (KC508)
T ₃	KF124
T ₄	BF245

Diody a integrovaný obvod

D ₃ , D ₄ , D ₃₆	0A9 (GAZ51)
D ₁₁ , D ₁₂ , D ₃₅	KB113
D ₁ , D ₂	KA136
všechny ostatní	KA261
IO	A244D

Cívky přijímače z obr. 60

Zapojení cívek je na obr. 62. A je kostra 1PA 26043, B příložka 1PA 25201, C vývody 1PA 49409, D kryt 1PA 68707, E prostor pro kondenzátor, F feritové jádro 205 534 306 602 (pro DV, SV), popř. 205 534 306 607 (pro KV), G vinutí, H doladovací jádro 205 534 306 601 (pro DV, SV), popř. 205 534 306 606 (pro KV), I otvory pro přívody kondenzátoru;

L₁ – 10 μH, 34 z, drát o Ø 0,3 mm CuU na jádře M4×0,5×12,5 mm, hmota N02, L₂ – začátek na 6, konec na 4, 4 z, Ø 0,1 mm CuU, Q₀ = 78 na 10 MHz,

L₅ – z na 1, k na 3, 12 z, Ø 0,15 CuU, L = 2,1 μH, L₈ – z na 6, k na 4, 1 z, Ø 0,1 CuU, Q₀ = 78/10 MHz,

L₁₁ – z na 1, k na 3, 12 z, Ø 0,15 CuU, L = 2,1 μH, L₃ – z na 6, k na 4, 4 z, Ø 0,1 CuU, Q₀ = 95/1 MHz,

L₆ – z na 1, k na 3, 124 z, Ø 0,056 CuU, L = 318 μH, L₉ – z na 4, k na 6, 3 z, Ø 0,1 CuU, Q₀ = 95/1 MHz,

L₁₂ – z na 3, k na 1, jako L₆, L₄ – z na 4, k na 6, 8 z, Ø 0,056 CuU, Q₀ = 92/316 kHz,

L₇ – z na 1, k na 3, 355 z, Ø 0,056 CuU, L = 2,9 mH, L₁₀ z na 4, k na 6, stejná jako L₄,

L₁₃ – z na 3, k na 1, stejná jako L₇, L₁₄ – z na 6, k na 4, 6 z, Ø 0,1 CuU, Q₀ = 78/10 MHz,

L₁₇ – z na 3, k na 1, 12 z, Ø 0,15 CuU, L = 2,1 μH, L₁₅ – z na 4, k na 6, 10 z, Ø 0,1 CuU, Q₀ = 86/1 MHz,

L₁₈ – z na 1, k na 3, 97 z, Ø 0,056 CuU, L = 175 μH, L₁₆ – z na 4, k na 6, 8 z, Ø 0,1 CuU, Q₀ = 86/1 MHz,

L₁₉ – z na 1, k na 3, 140 z, Ø 0,056 CuU, L = 368 μH, L₂₀ – z na 6, obd. na 5, k na 4, 21 + 52 z, Ø 0,056 CuU, Q₀ = 98/1 MHz,

L₂₁ – z na 1, k na 3, 25 z, Ø 0,056 CuU, L = 122 μH, L₂₂ – z na 3, o na 6, k na 1, 21 + 55 z, Ø 0,056 CuU, L = 122 μH.

Přijímač pro SV a DV

Na obr. 63 je zapojení dvourozsaňového přijímače pro dlouhé a střední vlny. Vstupní signál je přes tlumivku T₁ a C₁ veden na G₁ v předzesilovači T₁, zapojeného jako aperiodycký zesilovač. Diodami D₁D₂ je omezen velký vstupní signál. Pracovní bod T₁ je nastaven rezistory R₁R₂. Aby se nemohl T₁ zničit, má jeho emitor (S) pevné napětí, dané děličem R₄R₅ a je vřablockován kondenzátorem C₂. Z kolektoru T₁ je signál přiveden na vazební vinutí L₂ a při SV na primární vinutí laděné pásmové propusti L₁C₅C₄D₃D₄ a přes vazební vinutí L₃ a D₇ na sekundární vinutí pásmové propusti L₄C₁₂C₁₄D₅D₆. Při SV jsou sepnuty ve vstupní pásmové propusti diody D₇D₈ a úbytkem napětí na D₁₁ jsou uzavřeny D₉D₁₀D₁₂D₁₃. Přes D₈ a C₇ je vřablockováno L₁ a přes D₇ a C₆ cívka L₄. Vazební vinutí L₃ je tak součástí sekundárního obvodu vstupní propusti s cívkou L₄. Při DV se zapojí do série s L₂ cívka L₆, s L₁ cívka L₅ a s L₄ cívky L₈ a L₇. Cívka L₇ je vazební vinutí pásmové propusti při DV, je součástí sekundárního vinutí L₈. Doladovací kondenzátory C₃C₄ jsou připojeny k primárnímu vinutí pásmové propusti přes D₉ a C₁₃C₁₄ k sekundárnímu vinutí přes D₁₂. Spínací napětí je na D₉ přivedeno přes R₁₂D₁₀ a na D₁₂ přes R₁₄D₁₃. Přes C₈ je pásmová propust vřablockována. Úbytkem napětí na D₁₁ se při DV uzavírají diody D₇D₈. Na sekundární vinutí je připojen přes C₄₁ emitorový sledovač s tranzistorem T₂, jehož pracovní bod je nastaven R₇R₈ a R₁₈. Přes R₆R₇R₈ a R₁₆ teče závěrný proud varikapů D₃D₄D₅D₆, které jsou vřablockovány přes C₁₁. Z emitoru T₂ je vřablockován přes C₁₆R₁₇ přiveden do vřablockovače T₄ obvodu AVC pro předzesilovač T₁.

Zesílené vřablockování z kolektoru T₄ je přes C₁₇ vedeno na D₂₀D₂₁ (zdvojovač napětí) a ss napětí vyfiltrované kondenzátorem C₁₉ je přivedeno na T₅, jehož kolektor je přes R₃R₂₄ spojen s G₂ tranzistoru T₁ (regulace zisku T₁). Časová konstanta regulace je dána C₂₀R₂₄. Z emitoru (S) T₂ je vřablockován veden na vstup vřablockovače (vývod 10 IO) přes C₁₅. Druhý vstup symetrického vřablockovače je vřablockován přes C₃₆. Vřablockování je z výstupu vřablockovače veden přes C₃₂ na vstup směšovače. Na druhý vstup směšovače je přiveden signál místního oscilátoru, připojeného mezi vývody 15 a 16. Oscilátor má obvod pro stabilizaci amplitudy napětí oscilátoru. Vzhledem k zapojení oscilátoru je možné použít jednoduchou cívku.

Při SV se sepnou diody D₁₉D₁₆ a uzavřou se D₁₇D₁₈. Souběžový kondenzátor C₂₃ se k varikapům připojí přes D₁₆ a D₁₉; obvod oscilátoru SV, L₉C₂₅, se vřablockován přes D₁₆D₁₉C₂₄. Druhý konec obvodu L₉C₂₅ je přes R₃₄ připojen na vstup oscilátoru (vývod 15 IO) a přes C₄₃ na varikapy D₁₄D₁₅. Ladící napětí je připojeno na D₁₄D₁₅ přes R₂₅ a závěrný proud diod prochází přes R₄₄. Rezistory R₂₆R₃₀ je kompenzován zbytkový proud spínacích diod.

Při DV se otevřou D₁₇D₁₈ a T₁ a uzavřou se D₁₆D₁₉. Diodou D₁₇ se souběžový kondenzátor C₂₂ připojí k obvodu DVL₁₀C₂₆C₂₇, který je vřablockován přes C₂₈. T₁ zkratuje obvod SV, L₉C₂₅, čímž je zabráněno vřablockování parazitním kmitům a „přeskakování“ oscilací. Oscilátor je napájen z vřablockování stabilizátoru napětí, vývod 16 IO. Kondenzátorem C₂₉ je určena časová konstanta vřablockování obvodu AVC.

Z výstupu směšovače je vřablockován signál veden na L₁₁C₃₇ a přes vazební vinutí L₁₂ a R₃₇ na keramické filtry F₁, F₂ a přes C₃₁ na vstup vřablockovače. Kondenzátorem C₃₄ se vyrovnává průběh amplitudové charakteristiky v propustném pásmu. R₃₅ je zatěžovací odpor keramického filtru F₂. Zesílený vřablockování je vřablockován detektorem detekován a přes nřablockování zesilovač veden na další nřablockování

propust L₁₄C₃₈C₃₉ a přes C₄₀ vyveden do nřablockování zesilovače. Kondenzátorem C₃₅ je nastavena časová konstanta obvodu AVC, určeného k regulaci zisku vřablockování zesilovače. Z rezistoru R₃₆ je možné odebírat napětí pro indikátor síly pole.

Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek je na obr. 64, kde je i zapojení cívek.

Vřablockování měření na vzorku přijímače jsou v tab. 11. Stejnoseměrná napětí elektrod tranzistorů jsou v tab. 12. Integrovaný obvod má na vývodech tato napětí: na 1 – 0 V, na 2, 3 – 3 V, na 4 – 2 V, na 5 – 0,8 V, na 6 – 0,7 V, na 7, 8, 12 – 7,7 V, na 9, 10 – 1,9 V, na 13 – 4,1 V, na 14 – 0,12 V a na 15, 16 – 3,3 V.

Seznam součástek k obr. 63

Rezistory (TR 212)

R ₁ , R ₁₇	220 kΩ
R ₂	120 kΩ
R ₃	100 Ω
R ₄	4,7 kΩ
R ₅	330 Ω
R ₆ , R ₇ , R ₂₁ , R ₂₆ , R ₃₀ , R ₄₁	1 MΩ
R ₈	1 kΩ
R ₉ , R ₁₀ , R ₁₂ , R ₁₄ , R ₃₆	2,2 kΩ
R ₁₁ , R ₂₇ , R ₃₂ , R ₄₄	100 kΩ
R ₁₃ , R ₂₉ , R ₄₂	56 kΩ
R ₁₅	56 kΩ (výběr)
R ₁₆	15 kΩ
R ₁₈ , R ₂₈ , R ₃₁ , R ₃₅	3,3 kΩ
R ₁₉	56 Ω
R ₂₀ , R ₃₇ , R ₃₈	1,2 kΩ
R ₂₂	18 kΩ
R ₂₃	220 Ω
R ₂₄ , R ₄₅	10 kΩ
R ₂₅	47 kΩ
R ₃₃	1,8 kΩ
R ₃₄	22 Ω
R ₃₉	33 kΩ
R ₄₀	82 kΩ
R ₄₃	470 Ω

Kondenzátory

C ₁ , C ₂₂	TK754, 150 pF
C ₂ , C ₆ , C ₇ , C ₉ , C ₁₀ , C ₁₅ , C ₁₇ , C ₂₁ , C ₂₄ , C ₂₈ , C ₃₀ , C ₃₃ , C ₄₁ , C ₄₃ , C ₄₆	TK 782, 100 nF
C ₄ , C ₁₃	TK 754, 56 pF
C ₈ , C ₁₁	TK 782, 150 nF
C ₁₆	TC 281, 1 nF
C ₁₈	TK 754, 10 pF (výběr)
C ₁₉	TE 984, 10 μF
C ₂₀ , C ₄₀	TE 988, 1 μF
C ₂₆ , C ₃₂	TK 754, 120 pF
C ₂₃	TK 754, 330 + 120 pF
C ₂₉ , C ₃₅ , C ₄₂	TE 984, 20 μF
C ₃₁	TK 783, 22 nF
C ₃₄	TK 754, 220 pF
C ₃₆	TE 984, 2 μF
C ₃₇	TC 281, 1,5 nF
C ₃₈ , C ₃₉	TC 285, 4,7 nF

kondenzátorové keramické trimry o Ø 7 mm, 4,5 až 15 pF

Tranzistory a IO

T ₁	KF910
T ₂	BF245
T ₃ až T ₇	KC508 (KC239B)
IO	TDA1046

Diody

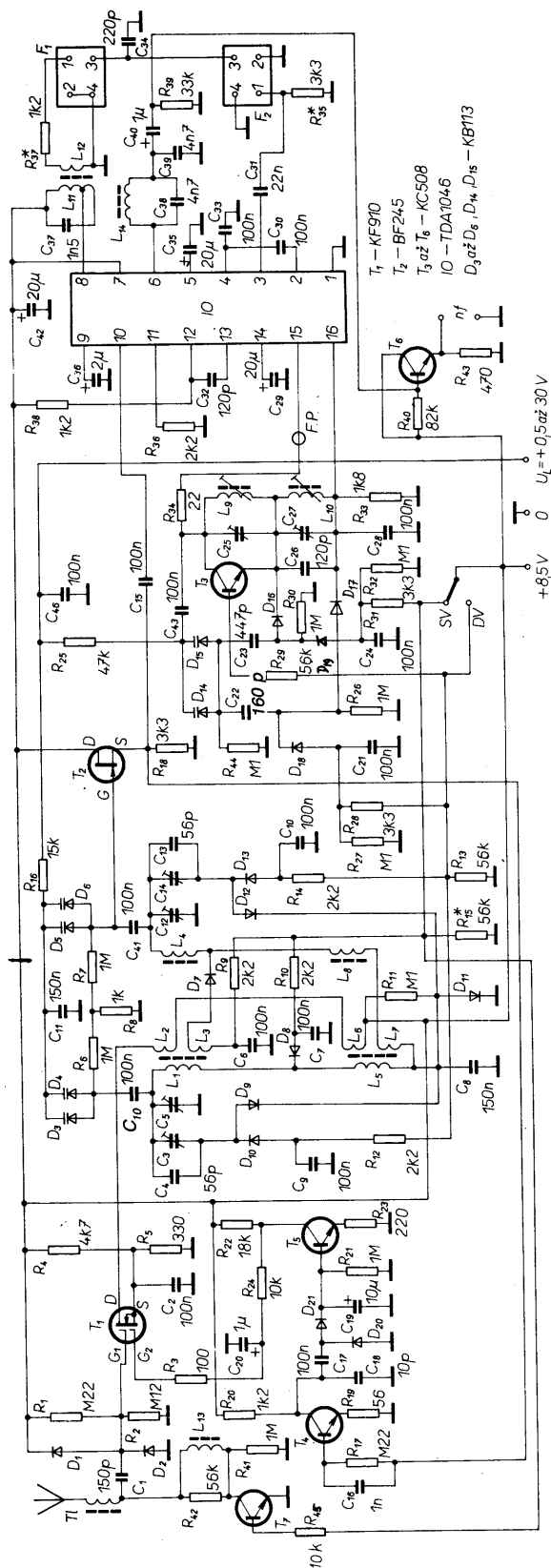
D ₃ , D ₄ , D ₅ , D ₆ , D ₁₄ , D ₁₅	KB113
všechny ostatní	KA136 (KA261)

Filtry

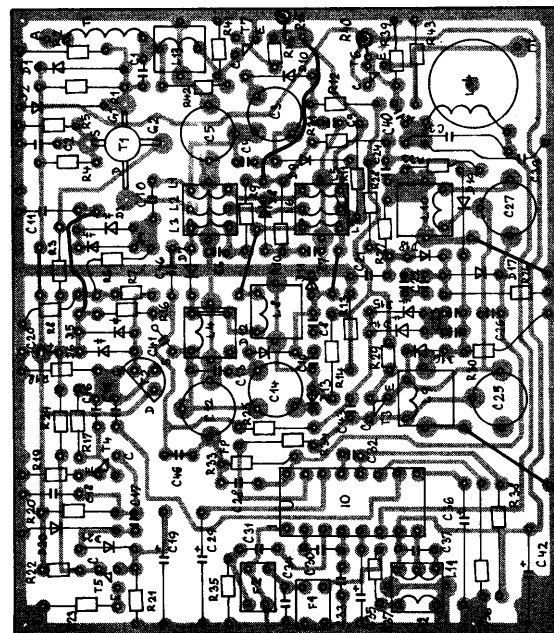
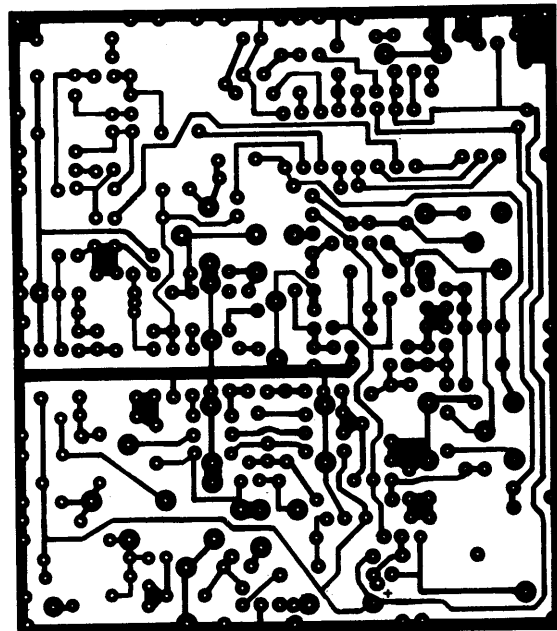
F ₁	SPF455A6
F ₂	SPF455-9
FP feritová perla, Ø 2,5 × 2 mm	

Cívky přijímače z obr. 63

T₁ – 34 závitů drátu o Ø 0,3 mm CuU na jádře M4 × 0,5 × 12,5 mm, L = 10 μH, L₁₄ – 1190 z, Ø 0,1 mm CuU, v hříčku o Ø 14 mm z hmoty H12, A_L = 160, L = 230 mH, L₁ – začátek na 3, konec na 4, 100 z, Ø 0,056 mm CuU, L = 208 μH (všechny cívky uspořádány podle obr. 62), L₂ – z na 2, k na 5, 4 z, 0,1 CuU, Q₀ = 88/1 MHz, L₃ – z na 1, k na 6, 4 z, 0,1 CuU



Obr. 63. Zapojení dvouobrazového přijímače s TDA1046



Obr. 64. Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek přijímače z obr. 63 (deska X212)

Tab. 12. Napětí na elektrodách tranzistorů ($U_B = 8,5 \text{ V}$; $I_B = 43 \text{ mA}$)

Pozice	$G_1(B)$	G_2	$D(C)$	$S(E)$
$T_1 \text{ V}$	2,9	8,4	8,5	3,5
$T_2 \text{ V}$	0		8,5	1,96
$T_3 \text{ V}$	0 (SV) 4 (DV)		3,3	3,3
$T_4 \text{ V}$	0,74		5,24	0,12
$T_5 \text{ V}$	0		8,4	0

L_4 – z na 4, k na 6, 100 z, 0,056 CuU, $L = 208 \mu\text{H}$, $Q_0 = 88/1 \text{ MHz}$
 L_5 – z na 5, k na 1, 300 z, 0,056 CuU, $L = 1,68 \text{ mH}$
 L_6 – z na 6, k na 2,6 z, 0,1 CuU, $Q_0 = 90/300 \text{ kHz}$
 L_7 – z na 4, k na 3,6 z, 0,1 CuU
 L_8 – z na 4, k na 6, 300 z, 0,056 CuU, $L = 1,68 \text{ mH}$
 L_9 – z na 4, k na 6,73 z, 0,056 CuU, $L = 104 \mu\text{H}$, $Q_0 = 85/1 \text{ MHz}$
 L_{10} – z na 3, k na 1, 118 z, 0,056 CuU, $L = 270 \mu\text{H}$, $Q_0 = 88/1 \text{ MHz}$

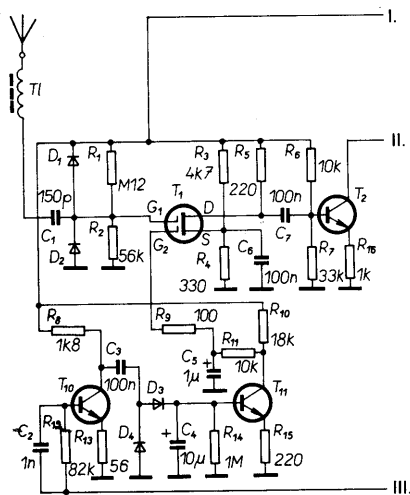
Nf charakteristika

Kmitočet Hz	30	100	300	1000	1500	2500	3000	4000	5000	10 000	20 000
Výst. napětí mV	285	300	300	288	282	285	135	15,2	12,4	1,4	1,2

L_{11} – z na 6,0 na 5, k na 4, 17 + 43 z, 0,056 CuU, $L = 81 \mu\text{H}$
 L_{12} – z na 1, k na 3,20 z, 0,1 CuU, $Q_0 = 85/1 \text{ MHz}$
 L_{13} – z na 2, k na 5,367 z, 0,056 CuU, $L = 2,2 \text{ mH}$, $Q_0 = 86/1 \text{ MHz}$

Tab. 11. Parametry dvourozahového přijímače

Kmitočet [kHz]	150	200	300	520	1000	1620
Ladičí napětí [V]	1,7	7,15	24	1,69	11,21	27,24
Vstupní napětí při $m = 0,3$ a $s = \frac{\delta}{\delta} = 20$ dB [μ V]	115	100	80	65	44	40
Potlačení zrcadel [dB]	68	90	90	67	90	90
Výst. napětí při $m = 0,3$ a $U_{vst} = 1$ mV [mV]	270	185	282	290	300	315
při $m = 0,3$ a $U_{vst} = 1$ V	340	215	214	435	380	315
Zkreslení při $m = 0,3$ $U_{vst} = 1$ mV [%]	3	3	2,6	3	3,5	4
S + $\frac{\delta}{\delta}$ při $U_{vst} = 1$ mV [mV]	48	48	48	48	48	48
Max. vstupní signál [V]	1	1	1	1	1	1



T_1 - KF910
 T_2, T_3, T_7 - KF525
 T_4 - BF245
 T_5 - KC308 (TR15)
 T_6, T_{10}, T_{11} - KC508
 T_8 - KC238B
 T_9 - KC238B (KC239, KC509)
 D_1, D_2, D_8 až D_{27} - KA136
 D_3, D_4 - GA201
 D_{28} až D_{30} - KB113
 IO - A244D

Jakostní přijímač pro KV, DV a DV

Na obr. 65 je zapojení kvalitního přijímače pro KV, SV a DV s paralelně řazenými propustmi vstupních obvodů a paralelně řazenými obvody oscilátoru s pomocnými tranzistory T_3, T_7 , které umožňují přepínat laděné obvody spínacími diodami v živých koncích. Uvedené zapojení, které je předmětem PV, je výhodné v tom, že při přepínání rozsahů jsou všechny laděné obvody vysokofrekvenčně uzemňovány. Rozsahy se přepínají přivedením napájecího napětí do bodů KV, SV, DV, a to jakýmkoli způsobem (např. ze senzorního ovládání nebo přes mechanický přepínač - otočný přepínač, tlačítka Isostat apod.). Zapojení bylo navrženo s ohledem na minimální vzájemné ovlivňování rozsahů, minimální rozptylové kapacity a počet cívek. Vzájemná vazba vstupních obvodů je pro KV napětová indukční - byla získána odstraněním přepážky v krytu. Pro SV a DV je indukční vazba přes odstraněnou přepážku ještě kombinovaná s indukční proudovou vazbou, tvořenou několika závity ve studených koncích primárních obvodů.

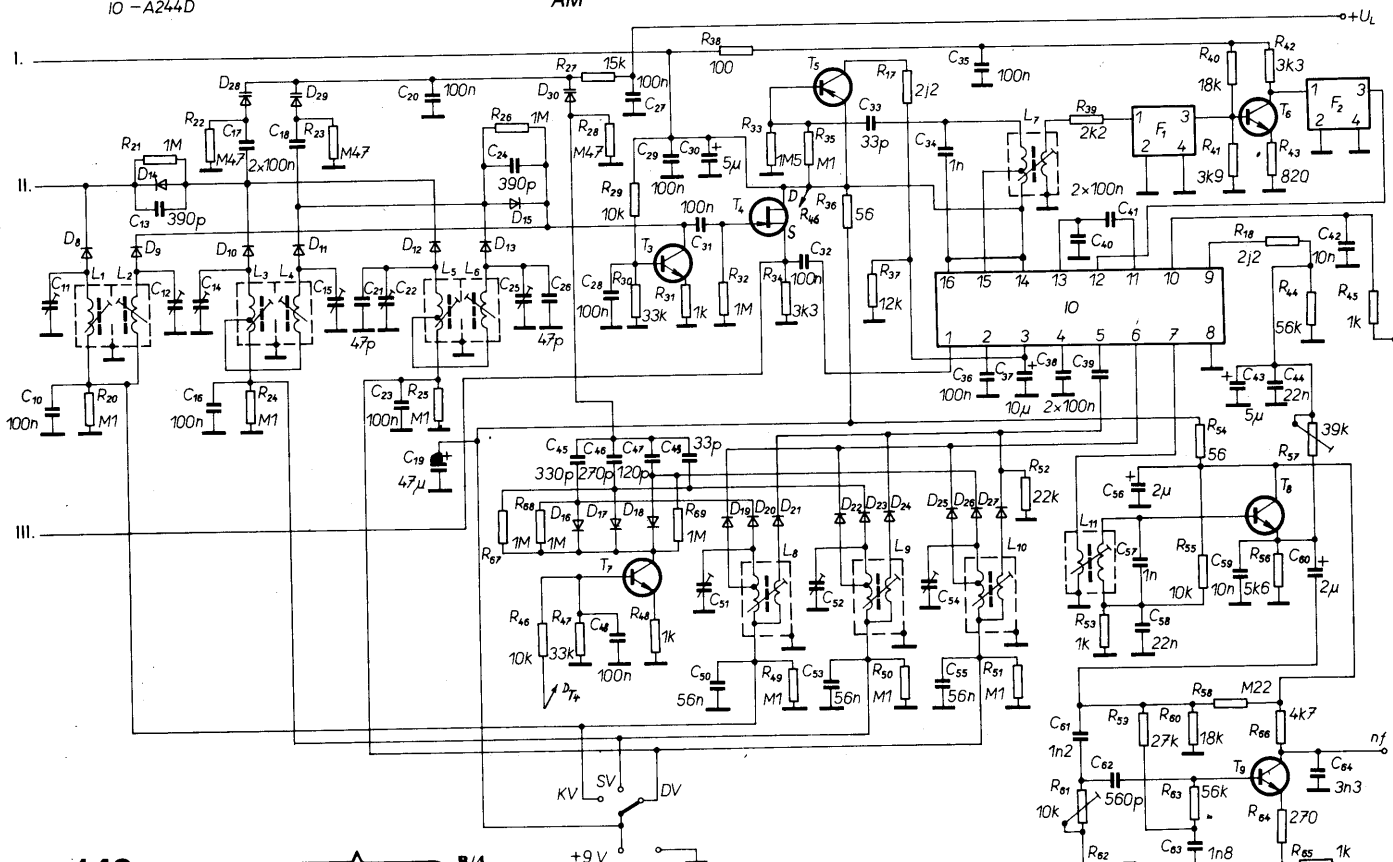
Signál z antény je přiveden přes vřetivník T_1 a kondenzátor C_1 na vstup řízeného

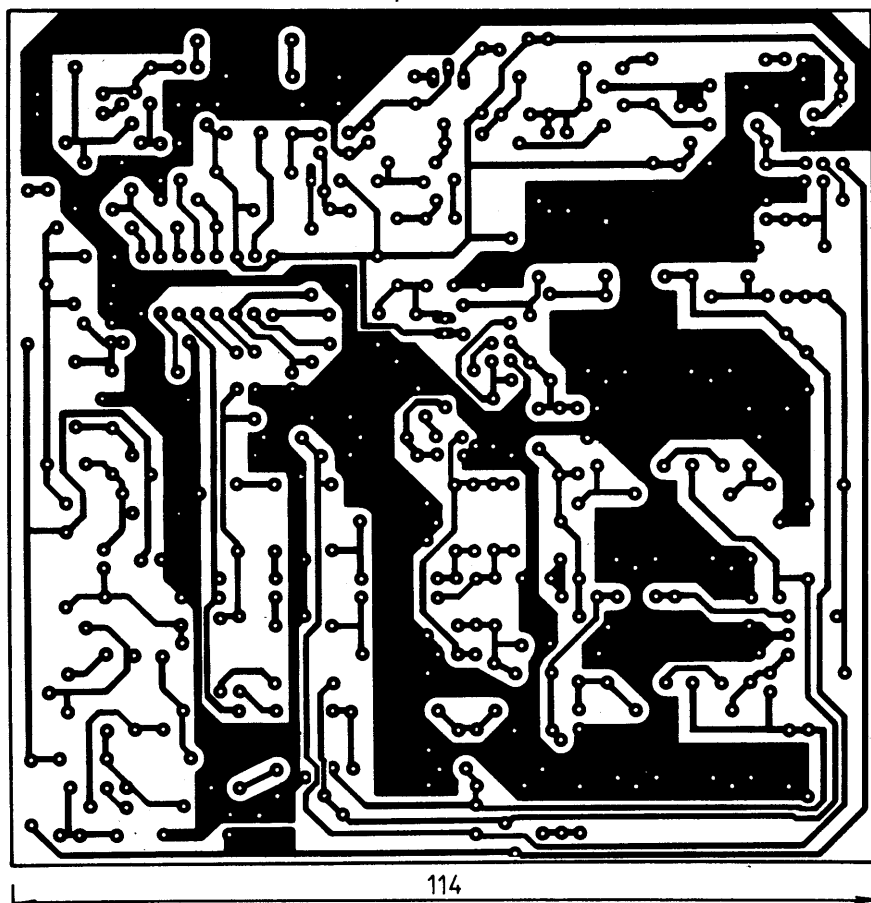
tranzistoru T_1 s rozsahem regulace zisku 35 až 40 dB. Tím je dosaženo dostatečně malého signálu na laděných obvodech i při velkých vstupních signálech (na varikapech by mezivrcholové vysokofrekvenční napětí nemělo být větší než 0,5 V). Při velkých napětích na varikapech se totiž nežádáně posouvá rezonanční kmitočet a tím i zkresluje signál (na bocích rezonanční křivky). Regulační napětí pro T_1 je odvozeno z detekovaného vstupního signálu při vyladění, které se odebrává přes R_{12}, C_2 z emitoru T_4 , řízeného tranzistorem T_{10} . Signál se detekuje diodami D_3, D_4 a stejnosměrné napětí je zesíleno T_{11} a přes filtr R_{11}, C_5, R_9 je přivedeno na G_2 tranzistoru T_1 . Primární obvody vstupních pásmových propustí jsou spínány v živých koncích spínacími diodami, jimiž teče minimální proud 5 mA. Obvody musí být napájeny ze zdroje o velké impedanci. Protože T_1 má malou vstupní impedanci, je nutno za T_1 zapojit převodník impedance T_2 se zpětnou vazbou v emitoru (neblokovaný R_{16}).

Při sepnutí KV stejnosměrný proud protékající cívkou L_1 a diodou D_8 vytvoří na kolektoru T_2 napětí, kterým se uzavře D_{14} (přes diody v primárních vinutích SV a DV - $D_{10}, D_{12},$ cívky L_3, L_5 a rezistory R_{24}, R_{25} na zem). Po sepnutí se do primárního laděného obvodu zapojí C_{13} , který spolu s D_{28} a dolaďovacím kondenzátorem C_{11} vytvoří rezonanční obvod krátkých vln. Sekundární cívkou L_2 protéká proud přes diodu D_9 a tranzistor T_3 , který je zapojen jako zdroj konstantního proudu se zpětnou vazbou. Napětím na jeho kolektoru se uzavře dioda D_{15} a to přes diody sekundárních cívek pásmových propustí středních a dlouhých vln (D_{11}, D_{13} přes cívky L_4, L_6 , rezistory R_{24}, R_{25} na zem). Tím se do laděného obvodu zapojí sériový kondenzátor C_{24} , který spolu s varikapem D_{29} a dolaďovacím kondenzátorem C_{12} tvoří rezonanční obvod krátkých vln. Obvody středních a dlouhých vln jsou uzavřeny diodami D_{10}, D_{11}, D_{12} a D_{13} odpojeny, takže se jejich kapacity neuplatní.

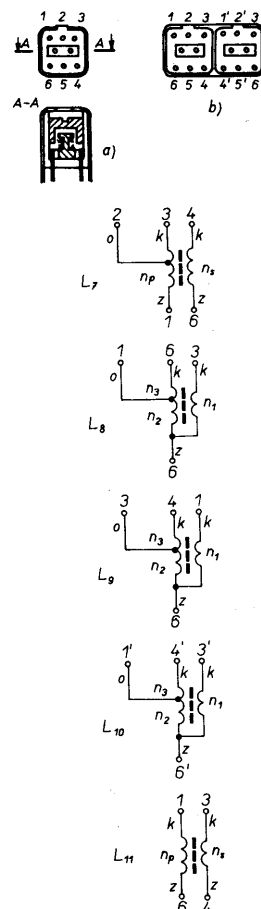
Po přivedení napětí 9 V na vstup SV protéká proud přes L_3 , diody D_{10}, D_{14} do kolektoru

Obr. 65. Zapojení třírozahového přijímače AM

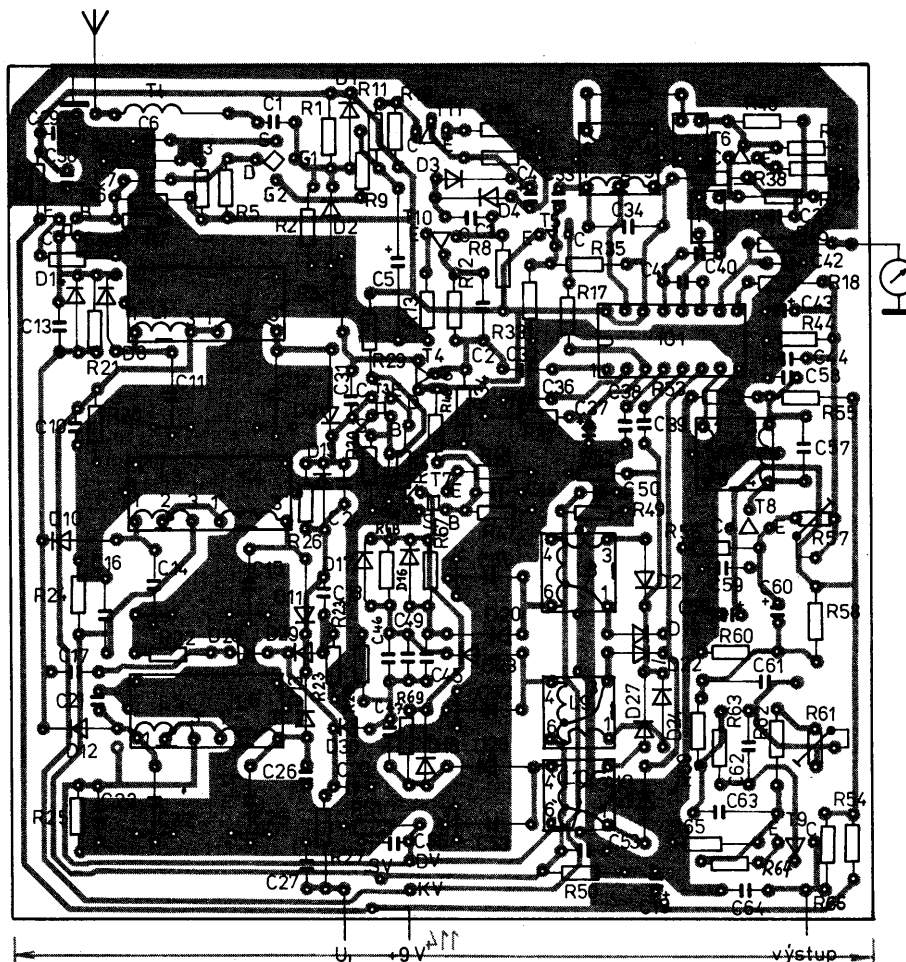




Obr. 66. Deska s plošnými spoji přijímače z obr. 65 a deska, osazená součástkami (deska X213)



Obr. 67. Zapojení cívek přijímače z obr. 65



T₂. Sekundární obvod středních vln se připojí přes cívku L₄, diody D₁₁, D₁₅ a tranzistor T₃. Sekundární obvod středních vln je tvořen cívkou L₄, diodou D₁₁, kondenzátorem C₁₈ a varikapem D₂₉. Obvody dlouhých vln jsou zapojeny stejně jako obvody středních vln. Vyladěný obvod má velkou impedanci, proto k jeho přizpůsobení k vstupní impedanci IO je použit FET T₄, který má velkou vstupní a malou výstupní impedanci.

V oscilátoru přijímače je použito přepínání rozsahů diodami v živých koncích oscilačních obvodů. To umožňuje použít tranzistor T₇ v zapojení proudového zdroje se společnou bází a zpětnou vazbou v emitoru. Komplikovanost zapojení je vyvážena dokonalejším vzájemným oddělením rezonančního obvodu oscilátoru a zmenšením parazitních kapacit, které nepříznivě ovlivňují horní kmitočet oscilátoru přijímaného pásma. Například při sepnutí krátkých vln prochází proud cívkou L₈, diodami D₂₀, D₁₆, tranzistorem T₇, rezistorem R₄₈. Na kolektoru T₇ vznikne napětí, které uzavře diody D₁₇, D₁₈, které odpojí padingové kondenzátory středních a dlouhých vln C₄₆, C₄₇ a připojí se krátké vlny. Současně protéká proud jak diodou D₁₉, tak i vnitřním oscilátorem v IO. Stejným směrem napětím na oscilátoru jsou uzavřeny diody D₂₂, D₂₅ oscilačních obvodů středních a dlouhých vln. Proud protéká i diodou D₂₁ a rezistorem R₅₂, na kterém se vytvoří napětí uzavírající diody D₂₄, D₂₇ vazebních vinutí středních a dlouhých vln. Diodami D₁₆, D₁₇, D₁₈ protéká pouze spínací stejnosměrný proud a tranzistor T₇ netlumí svou velkou vnitřní impedancí oscilační obvody.

Tab. 13. Parametry třírozsahového přijímače (měřeno generátorem s $Z_i = 50 \Omega$)

Kmitočet [MHz]	0,15	0,2	0,3	0,52	1,0	1,62	6	10	12
Ladící napětí [V]	0,75	7,2	30	0,94	13,5	30	0,97	14	30
Vstupní napětí pro $m = 0,3$; $s + \delta/\delta = 20 \text{ dB}$ [μV]	20	20	20	28	30	20	25	20	15
Potlačení zrcadel [dB]	100	100	100	100	69	58	33	31	37
Výstupní napětí při $U_{\text{vst}} = 1 \text{ V}$; $m = 0,3$ [mV]	258	218	215	270	270	235	210	215	250
Zkreslení při $U_{\text{vst}} = 1 \text{ mV}$ [dB]	2,3	2,2	2,0	1,3	1,8	1,4	1,4	1,3	1,2
$S + \delta/\delta$ při $U_{\text{vst}} = 1 \text{ mV}$ [dB]	42	42	45	36	38,5	43,5	31,6	37	37,6
$U_{\text{vst max}}$ [V]	2	2	2	2	2	2	2	2	2

Nf charakteristika

Kmitočet [Hz]	100	300	1000	1500	2500	3000	4000	5000	10 000
U_{vyst} [mV]	185	232	230	212	160	130	54	31,5	31,5

Přijímač odebírá při napájecím napětí 9 V ze zdroje proud 58 mA.

Mezifrekvenční signál je laděným obvodem L_7, C_{34} a rezistorem R_{39} přiveden na mezifrekvenční keramický filtr F_1 o kmitočtu 455 kHz. Útlum filtrů F_1 a F_2 je kompenzován zesilovačem s tranzistorem T_6 . Mf signál je detekován tranzistorovým detektorem v zapojení se společným kolektorem, přizpůsobeným k výstupu IO laděným obvodem L_{11}, C_{57} . Stejnosemenná složka výstupu detektoru je vedena přes filtrační obvod C_{43}, C_{44} (po úpravě v děliči R_{57}, R_{44}) na vstup zesilovače AVC (vývod 9 IO). Nf výstup detektoru je přiveden přes C_{60} na nf zesilovač s tranzistorem T_9 (s úpravou kmitočtové charakteristiky, omezující příjem hvízdů nad 5 kHz). Dobrou činnost AVC zajišťuje tranzistor T_5 , zapojený jako detektor, který je na primární část mf filtru navázán přes C_{33} .

Deska s plošnými spoji přijímače z obr. 65 je na obr. 66. Parametry přijímače jsou v tab. 13. Na obr. 67 je zapojení cívek tohoto přijímače.

Seznam součástek k obr. 65

Rezistory (TR 191 nebo TR 212)

R_1	120 k Ω
R_2, R_{44}, R_{63}	56 k Ω
R_3, R_{66}	4,7 k Ω
R_4	330 Ω
R_5, R_{15}	220 Ω
$R_6, R_{11}, R_{29}, R_{46}, R_{55}$	10 k Ω
R_7, R_{30}, R_{47}	33 k Ω
R_8	1,8 k Ω
R_9, R_{38}	100 Ω
R_{10}, R_{40}, R_{60}	18 k Ω
R_{12}	82 k Ω
R_{13}, R_{36}, R_{54}	56 Ω
$R_{14}, R_{21}, R_{26}, R_{32}$	
R_{67}, R_{68}, R_{69}	1 M Ω
$R_{16}, R_{31}, R_{45}, R_{48}, R_{53}, R_{65}$	1 k Ω
R_{17}, R_{18}	2,2 Ω
$R_{20}, R_{24}, R_{25}, R_{49}$	
R_{50}, R_{51}, R_{35}	100 k Ω
R_{22}, R_{23}, R_{28}	470 k Ω
R_{27}, R_{62}	15 k Ω
R_{33}	1,5 M Ω
R_{34}, R_{42}	3,3 k Ω
R_{37}	12 k Ω
R_{39}	2,2 k Ω
R_{41}	3,9 k Ω
R_{43}	820 Ω
R_{52}	22 k Ω
R_{56}	5,6 k Ω
R_{57}	TP 011, 39 k Ω
R_{58}	220 k Ω
R_{59}	27 k Ω
R_{61}	TP 011, 10 k Ω
R_{64}	270 Ω

Kondenzátory

C_1	TK 754, 150 pF
C_2, C_{34}, C_{57}	TGL 5155, 1 nF
$C_3, C_6, C_7, C_{10}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{20}, C_{23}, C_{27}, C_{28}$	
C_{29}, C_{31}, C_{32}	TK 783, 100 nF
C_{35}, C_{36}, C_{38}	TE 003, 10 μF
$C_{39}, C_{40}, C_{41}, C_{48}$	TE 988, 1 μF
C_4, C_{37}	TK 744, 10 nF
C_5	keramický trimr,
C_{42}, C_{59}	$\varnothing 10 \text{ mm}$, 5 až 20 pF
$C_{11}, C_{12}, C_{22}, C_{25}, C_{54}$	(nebo WN 704 24)
	TK 794, 390 pF
C_{13}, C_{24}	keramický trimr
C_{14}, C_{15}, C_{52}	$\varnothing 10 \text{ mm}$, 3 až 9 pF
	(nebo WN 704 24)
C_{19}	TGL 38926,
	47 $\mu\text{F}/25 \text{ V}$
C_{21}, C_{26}	TK 754, 47 pF
C_{30}, C_{43}	TE 004, 5 μF
C_{33}, C_{49}	TK 754, 33 pF
C_{44}, C_{58}	TK 783, 22 nF
C_{45}	TK 794, 330 pF
C_{47}	TK 794, 180 pF
C_{48}	TK 794, 270 pF
C_{50}, C_{53}, C_{55}	TK 783, 56 nF
C_{51}	keramický trimr
	$\varnothing 10 \text{ mm}$, až 40 pF
	(nebo WN 704 25)
C_{56}, C_{60}	TE 005, 2 μF
C_{61}	TGL 5155, 1,2 nF
C_{62}	TGL 5155, 560 pF
C_{63}	TGL 5155, 1,8 nF
C_{64}	TK 744, 3,3 nF

Tranzistory a integrovaný obvod

T_1	KF910
T_2, T_3, T_7	KF125 (525, 524, 124)
T_4	BF245
T_5	KC308 (TR15)
$T_6, T_8, T_9, T_{10}, T_{11}$	KC508 (KC238B)
IO	A244D

Diody

D_1, D_2, D_8 až D_{27}	KA136
D_3, D_4	GA201 (KAS21)
D_{28}, D_{29}, D_{30}	KB113

Filtry

F_1	SPF455A6
F_2	SPF455A9

Cívký

Všechny cívký jsou ve „velkých“ „japonských“ krytech (12 x 12 mm), na kuželkách pro VKV (10,7 MHz), uspořádání viz obr. 67. Tl jako na obr. 63

- L_1 – začátek na 3, konec na 1, 12 závitů, drát $\varnothing 0,125 \text{ mm}$ CuU, $L = 4,5 \mu\text{H}$, $Q_0 = 110/10 \text{ MHz}$
- L_2 – z na 1', k na 3', 12 z, 0,125 CuU, $L = 4,5 \mu\text{H}$
- L_3 – z na 3, o na 2, k na 1, 3 + 127 z, 0,056 CuU, $L = 350 \mu\text{H}$, $Q_0 = 120/1 \text{ MHz}$
- L_4 – stejná, z na 1', k na 3' (bez odbočky, tj. 130 z)
- L_5 – z na 3, o na 2, k na 1, 6 + 374 z, 0,056 CuU, $L = 4 \text{ mH}$, $Q_0 = 115/300 \text{ kHz}$
- L_6 – stejná, z na 1', k na 3' (bez odbočky, tj. 380 z)

- $L_7 - n_p = 77 \text{ z}$, 0,056 CuC, $n_s = 27 \text{ z}$, 0,1 CuU, odbočka od začátku vinutí 52 z, vinout společně, $L = 122 \mu\text{H}$, $Q_0 = 120/500 \text{ kHz}$
- $L_8 - n_1 = 4 \text{ z}$, 0,1 CuU, $n_2 = 5 \text{ z}$, 0,125 CuU, vinout společně, $n_3 = 10 \text{ z}$, 0,125 CuU, $L = 4,5 \mu\text{H}$, $Q_0 = 110/10 \text{ MHz}$
- $L_9 - n_1 = 12 \text{ z}$, $n_2 = 29 \text{ z}$, obě 0,056 CuU, vinout společně, $n_3 = 66 \text{ z}$, 0,056 CuU, $L = 209 \mu\text{H}$, $Q_0 = 140/1 \text{ MHz}$
- $L_{10} - n_1 = 25 \text{ z}$, $n_2 = 50 \text{ z}$, obě společně drátem $\varnothing 0,056 \text{ mm}$ CuU, $n_3 = 110 \text{ z}$, 0,056 CuU, $L = 503 \mu\text{H}$, $Q_0 = 115/300 \text{ kHz}$
- $L_{11} - n_p = 30 \text{ z}$, 0,1 CuU, $n_s = 77 \text{ z}$, 0,056 CuU, vinout společně, $L = 122 \mu\text{H}$, $Q_0 = 120/500 \text{ kHz}$

Ladění a nastavování

Nastavení laděných obvodů v přijímači bývá zpravidla problematickou etapou stavby amatérských zařízení a to zejména při nedostatečném vybavení pracoviště přístroji. Nezbytným předpokladem úspěšnosti při nastavování a ladění je alespoň možnost změřit základní údaje navinutých cívek, především jejich indukčnost, kapacitu a jakost (co možno nejlíže pracovního kmitočtu). S odhadem parazitních kapacit a tlumivých odporů je pak práce s nastavováním laděných obvodů mnohem snazší. U obvodů laděných varikapů v přijímačích je nutné počítat s tlumením sériovými odpory varikapů a to v pásmu středních vln od 5 do 20 %, v pásmu krátkých vln pak s tlumením až 70 %. Další tlumení obvodů způsobuje nezanedbatelný sériový odpor spinacích diod, který především na krátkých vlnách bývá shodný se sériovým odporem cívký, takže tlumení rezonančního obvodu dosahuje 80 %. Z tohoto pohledu je zřejmé, že přístup k elektronicky laděným obvodům musí být poněkud odlišný od přístupu k původním klasickým laděným obvodům.

S novými elektronicky laděnými přijímači byl vyvinut celý sortiment miniaturních a subminiaturních obvodů, k jejichž aplikaci je třeba znát jejich elektrické vlastnosti – ty však obvykle bývají neznámé. Pro použití ve vstupních elektronicky laděných obvodech je třeba použít takové cívký, které mají větší jakost Q na začátku pásma, tzn. jejichž Q se s kmitočtem zmenšuje. Je-li na vstupu použita laděná pásmová propust, zlepšuje se potlačení příjmu zrcadlových signálů a zároveň se kompenzuje nerovnoměrný přenos signálu v přeladovaném pásmu. V opačném případě může být nerovnoměrnost přenosu větší než 15 dB. Proto nejsou pro vstupní obvody vhodné cívký s křížovým vinutím, jejichž jakost je největší ve středu pásma. Jako výhodné se jeví miniaturní cívký „japonského typu“, které se občas objevují ve výprodeji a cívký s komůrkami a válcovým vinutím z k. p. TESLA Bratislava, které jsou dolaďovány feritovým jádrem a mají na sobě vnější feritové kroužky. U subminiaturních cívek „japonského typu“ se vlivem větší jakosti cívek na horním konci pásma zlepšuje přenos oproti přenosu na dolním konci až o 20 dB a to jak na dlouhých, tak i středních vlnách. Tyto cívký je výhodné použít pro zhotovení obvodů krátkých vln (jsou-li dolaďovací klobouček i činka z vf materiálu), neboť na KV mají větší jakost než běžné cívký s válcovým vinutím. Tyto cívký jsou výhodné i na nepřeladované obvody, jako jsou např. obvody pro mezifrekvenci.

Pro vf obvody v pásmu VKV jsou vesměs používány miniaturní cívký s válcovým vinutím, dolaďované feritovými jádry. Vzhledem k teplotní stabilitě obvodů by byly výhodnější cívký s vf ferokartovými jádry, avšak výroba těchto jader byla v ČSSR zastavena a specializována do NDR.

Miniaturní a subminiaturní cívký mají proti cívkám s křížovým vinutím podstatně menší

vlastní kapacitu. To je výhodné právě na horních koncích přeladovaných pásem, kde malá změna kapacity varikapu představuje velkou změnu ladícího napětí.

Jak vyplývá z konstrukce uvedených vzorů rozhlasových přijímačů s přeladovanými pásmovými propustmi a s laděným oscilátorem, lze obvody ladit buď dvěma nebo i jednou trojicí varikapů, případně jejich kombinací. Vzhledem k tomu, že jakost cívek je převážně závislá na feritových materiálech použitých pro doladování, je výhodnější použít cívky s větší indukčností (pokud ji lze realizovat), především pro menší vliv odporu spinacích diod na tlumení a dále pro zmenšení počtu potřebných varikapů na polovinu. Použití takových cívek je výhodné především tehdy, je-li místo mechanického spínacího použita jen jedna spinací dioda.

Při nastavování přeladovaných vstupních obvodů je třeba postupovat takto: Pro zvolené pásmo (dlouhé nebo střední vlny) známe nebo vypočteme (podle některé z metod výpočtu souběhu superheterodynu) sřadovací body s nulovou odchylkou kmitočtu. Je třeba připomenout, že jsou to údaje vypočtené s menší nebo větší nepřesností na základě odhadů různých rozptylových kapacit. Zde je na místě říci, že jde o přesný výpočet z nepřesných čísel. Z uvedených vypočtených souběhových bodů lze vypočítat ladící kapacity varikapů, když odečteme kapacity rozptylové a doladovací. Z grafů závislosti kapacity varikapů na ladícím napětí vyplynou potřebná napětí pro zvolené sřadovací body. Jsou to opět jen směrné údaje, které během nastavování souběhu vstupních obvodů musí být korigovány. Ze zvolené metody výpočtu souběhu platí pro zvolené pásmo dlouhých a středních vln společné geometrické rozdělení souběhových bodů. Použijeme-li pro obě pásma shodný rozsah ladícího napětí, budou s ohledem na doladovací a rozptylové kapacity shodné i souběhové body. Pro dlouhé vlny se volí souběhové body na kmitočtech 160, 225 a 290 kHz a pro střední vlny 0,59, 1,07 a 1,54 MHz. Pro použité varikapy KB113 jsou odpovídající přibližná ladící napětí 2-11-25 V.

U krátkých vln je souběh spočítán ve dvou bodech. Zde je nutno připomenout, že i vstupní obvody krátkých vln musí být vypočteny se sériovým kondenzátorem a to pro dosažení dobrého potlačení zrcadlových signálů. Nejsou-li obvody konstruovány s tímto sériovým zkracovacím kondenzátorem, potlačení zrcadlových signálů se v pásmu KV plynule mění; přibližně ve středu pásma je potlačení nulové a na konci pásma je potlačení užitečný signál. K tomuto jevu bylo přihlédnuto při konstrukci vzorku přijímače s paralelně řazenými vstupními a oscilátorovými obvody pro SV, DV, KV. Sřadovací body krátkých vln jsou 6 a 12,5 MHz, kterým odpovídá ladící napětí asi 1 a 30 V.

Oživování přijímače, jak bylo uvedeno, je záležitostí zkušeností a přístrojového vybavení. Nejprve zkontrolujeme zapojení „stejněsměrné“. U IO by na jejich vývodech měla být zhruba tato napětí:

Vývod	A244D	UL1204N (TDA1046)	A4100D		
			AM	FM	
1	2,1	0	0	0	V
2	2,1	3,0	2,8	0	V
3	-	3,0	1,3	0	V
4	2,0	2,0	U_b	0	V
5	2,0	0,65	0 až 1,2	0	V
6	U_b	0,45	1,25	0	V
7	0,1	U_b	1,25	0	V
8	0	U_b	0	1,58	V
9	1,9	0	1,58	V	V
10	-	1,9	0	1,58	V

11	1,7	-	0	U_{ref}	V
12	1,7	7,7	0	2,73	V
13	1,7	4,0	0	2,73	V
14	U_b	1,6	0	1,9	V
15	U_b	3,4	0 až 3	0 až 3	V
16	U_b	3,4	0	U_b	V
17	-	-	U_b	0	V
18	-	-	0,7 až 1,6	0	V
19	-	-	1,3	0	V
20	-	-	0,65	0	V
21	-	-	3,6	0	V
22	-	-	2,8	0	V

Je možné postupovat různými metodami. Osvědčenou metodou je začít u nf koncových stupňů. Zkontrolujeme zesílení a kmitočtovou charakteristiku nízkofrekvenčního zesilovače s upravenou kmitočtovou charakteristikou. K tomu budeme potřebovat nf generátor s rozsahem alespoň 200 Hz až 10 kHz a s výstupním napětím kolem 200 mV, pro kontrolu přebuzení zesilovače potřebujeme nf osciloskop. Signál z nf generátoru připojíme přes kondenzátor asi 10 nF na vstup nf zesilovače, který je odpojen od detektoru.

Mf a detekční obvod ladíme na maximum na výstupu detektoru, kam můžeme připojit buď nf milivoltmetr nebo osciloskop. Na vf generátoru nastavíme kmitočet shodný s kmitočtem použitého keramického filtru (455 nebo 468 kHz). Vf generátor přepneme na modulaci AM s hloubkou modulace 30 % a připojíme ho přes kondenzátor 100 nF na vstup IO (vývod 1 u A244D). Obvod oscilátoru zablokujeme připojením paralelního kondenzátoru 100 nF k obvodu (nebo u A244D mezi vývod 6 a zem). Výstupní úroveň generátoru nastavíme zpočátku na 100 mV. Pokud je mf zesilovač a detektor v pořádku, objeví se na výstupu nf signál. Snížením úrovně signálu z vf generátoru a postupným doladováním mf a detekčního obvodu nastavíme maximální výstupní signál. Nastavení lze kontrolovat i na výstupu pro S-metr (u A244D vývod 10) např. Avometem, měřené napětí by mělo být 0,2 až 1,4 V.

Je-li mf a nf zesilovač nastaven, přeladíme signální generátor, připojený na vstup IO (u A244D vývod 1), na kmitočet 520 kHz, nastavíme modulaci AM na 30 % a výstupní napětí na 50 mV. Přijímač přepneme na střední vlny a nastavíme ladící napětí 1 V. Výstupní napětí měříme na výstupu nf nebo na výstupu pro S-metr. Odblokujeme oscilátor a jádrem oscilátoru SV nastavíme na výstupu maximum, při postupném zmenšování napětí výstupního signálu ze signálního generátoru. Napětí generátoru zmenšujeme až na úroveň, kdy přestává fungovat AVC. Potom generátor přeladíme na 1620 kHz a jeho výstupní napětí zvětšíme na 50 mV. Ladící napětí nastavíme na 30 V. Doladovacím kondenzátorem nastavíme oscilátor SV tak, abychom na výstupu dostali maximum. Stejně jako v předchozím případě zmenšujeme výstupní napětí generátoru až do okamžiku, kdy přestane pracovat AVC. Tento postup opakujeme alespoň čtyřikrát, cílem je dosáhnout přijatelné shody výstupních nf napětí na obou koncích pásma. Ladící napětí je třeba vždy nastavovat na stejnou velikost, třeba pomocí přepínaných pevných děličů napětí ze stabilizovaného zdroje, nebo kontrolovat napětí číslicovým voltmetrem na dvě desetinná místa. Tím je zhruba nastaven rozsah oscilátoru středních vln.

Oscilátor dlouhých vln nastavujeme při kmitočtu generátoru 150 a 300 kHz, oscilátor krátkých vln při kmitočtech generátoru 6,00 a 12,45 MHz. Nekmitá-li některý z oscilátorů, zkontrolujeme a případně opravíme zapojení obvodů (prohodíme např. konce vazebního vinutí).

Naladění vstupních obvodů. Jelikož jsou ve vstupních obvodech použity pásmové propusti, u nichž se může s laděním měnit vazba z podkritické na nadkritickou, je nutné postupovat jinak, než když ladíme jednoduché obvody. Signální generátor připojíme na vstup přijímače a nastavíme jej na kmitočet dolního sřadovacího bodu laděného rozsahu. Přijímač nastavíme paralelně k naladěnému obvodu rezistor 5,6 kΩ, zvětšíme vstupní úroveň signálu a doladíme stejným způsobem nenaladěný obvod (druhou část propusti). Generátor a přijímač přeladíme na horní sřadovací bod, naladíme nezatlumený obvod příslušným doladovacím kondenzátorem na maximum na výstupu. Tlumicí rezistor přepojíme na naladěný obvod a nenaladěný naladíme na maximum. Postup sřadování v obou sřadovacích bodech několikrát opakujeme.

Naladění lze kontrolovat podle stavu vybavení pracoviště. Je-li k dispozici vf milivoltmetr, lze jej připojit na vstup IO (u A244D vývod 1) a při naladění přijímače na libovolný kmitočet zjistit rozladováním generátoru změnu vf napětí od napětí při naladěném přijímači. Vysokofrekvenční signál na vstupu IO (u A244D vývod 1) musí být vlivem vf automatiky na nízké úrovni. Aby bylo možno tento signál měřit na úrovni alespoň 100 mV, je třeba vyřadit vf automatiku z funkce a to např. kondenzátorem asi 100 nF, zapojeným z kolektoru vf zesilovače v zesilovači vysokofrekvenční automatiky proti zemi.

Možné přebuzení vstupním signálem kontrolováme na výstupu přijímače osciloskopem.

Souběh lze kontrolovat tak, že například při nastavení přijímače na body souběhu rozladíme signální generátor kolem těchto bodů (kmitočtů) na obě strany a za současného doladování zjišťujeme maxima změn vf signálu vf milivoltmetrem. Změny vf napětí nemají být větší než ± 3 dB oproti napětí při vyladěném signálu. Protože šířky propustnosti pásmových propustí jsou v každém rozsahu přijímače jiné a ještě se mění v rozsahu tak, že na začátku rozsahu je propustnost až čtyřikrát menší než na konci rozsahu, bude jim úměrně i rozladování; u popisovaných přijímačů je rozladování pro dlouhé vlny 5 až 20 kHz, pro střední vlny 15 až 60 kHz a pro krátké vlny 150 až 600 kHz. Souběh můžeme kontrolovat i tak, že přeladíme každý rozsah při malém vstupním signálu (10 až 20 μ V) a měříme na výstupu poměr signál + šum ku šumu. Odchyly by neměly přesáhnout 6 dB. Je-li vyladěný signál na strměm boku vstupní pásmové propusti, je zkrácena modulace vlivem příliš potlačeného postranního pásma amplitudové modulace. Nedosáhne-li se podle uvedených pokynů optimálních výsledků, znamená to, že souběhové body jsou ladícím napětím kmitočtově posunuty – pak je třeba je „vrátit zpátky“ a znovu přeladit uvedeným způsobem vstupní obvody.

Je-li v přijímači použit mezifrekvenční doladovač, nastavíme ho tak, že přivedeme na vstup přijímače ze signálního generátoru naladěného na mf kmitočet a amplitudově modulovaného signál o takové úrovni, aby prošel přijímačem na výstup a jádrem doladovače nastavujeme minimum výstupního

napětí při současném zmenšování úrovně vstupního signálu.

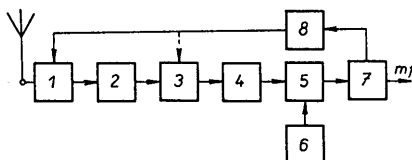
Máme-li k dispozici vf milivoltmetr, měříme i úroveň oscilačního napětí, které by u A244D mělo být na vývodu 5 asi 150 mV, u UL1204N (TDA1046) na vývodu 15 asi 300 mV a u A4100D na vývodu 3 asi 10 mV. Vývod 3 A4100D nesmíme zatížit kapacitou. Hrubě lze oscilátor naladit i pomocí záznejů na druhém přijímači.

Ladění několikaobvodové soustředěné selektivity. Pokud je jako náhrada za keramický filtr AM zapojen obvod soustředěné selektivity, pak signál z generátoru přivádíme na vstup IO, stejně jako při sladování mf zesilovače. Na první obvod soustředěné selektivity připojíme přes kondenzátor 1,5 až 3 pF vf milivoltmetr. Generátor naladíme na mf kmitočet (455 kHz) a jeho výstupní úroveň nastavíme tak, aby na milivoltmetru bylo asi 100 mV. Potom druhý obvod zkratujeme a první obvod naladíme na maximální výchylku milivoltmetru. Po naladění prvního obvodu zkratujeme třetí obvod a ladíme druhý obvod na minimální výchylku milivoltmetru. Pak zkratujeme čtvrtý obvod a třetí obvod naladíme na maximální výchylku milivoltmetru atd. S přibývajícím počtem obvodů se výchylky maxim a minim zmenšují. Poslední obvod naladíme tak, že vf milivoltmetr odpojíme a první a poslední obvod naladíme na maximální výstupní nf napětí. Bude-li použit filtr soustředěné selektivity, musí mít poslední obvod odbočku asi na 1/10 závitů, aby vstupní odpor mf zesilovače neztlumoval příliš tento obvod a nezhoršoval jeho jakost.

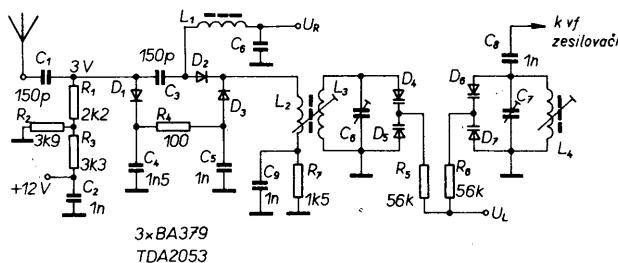
Přijímače signálů FM

Další částí autopřijímače bývá přijímač VKV. Přijímač VKV je sestaven z jednotky VKV (obr. 68), mezifrekvenčního zesilovače, obvodu pro potlačení poruch, dekodéru dopravního rozhlasu ARI a stereofonního dekodéru. U starších typů obvod pro potlačení rušení, dekodér dopravního rozhlasu ARI a u monofonních i stereofonní dekodér bývají vypuštěny.

Na řešení jednotky VKV (i samozřejmě na řešení mf zesilovače) závisí parametry přijímače VKV. Nejprve věnujeme pozornost možným variantám zapojení jednotky VKV, vhodné pro použití v dobrých autopřijímačích. Na obr. 68 je blokové zapojení vstupní jednotky VKV. Signál z antény je přiveden na útlumový článek s diodami PIN (1), z něj na jednoduchý nebo dvojitý vstupní obvod (2), z kterého je veden na vf předzesilovač (3) s tranzistorem MOSFE. Do jeho kolektoru (D) bývá zapojen jednoduchý nebo pásmový laděný obvod (4), z něhož je signál veden do směřovače (5). Do směřovače je přiveden i signál z místního oscilátoru (6), který po smísení se vstupním signálem vytvoří mezifrekvenční signál, který odebíráme k dalšímu zpracování v mf zesilovači (7). Z výstupu



Obr. 68. Blokové zapojení jednotky VKV; 1 - regulátor zisku s diodami PIN, 2 - první pásmová propust, 3 - vf předzesilovač, 4 - druhá pásmová propust, 5 - směřovač, 6 - oscilátor, 7 - výstupní mf propust, 8 - zesilovač AVC



Obr. 69. Zapojení regulátoru zisku s PIN a první pásmové propusti

filtru zapojeného na výstup směřovače je odebrán někdy mf signál, který se po usměrnění používá k řízení zesilovače AVC (8). Z výstupu zesilovače AVC bývá řízen buď útlumový článek PIN nebo vf předzesilovač.

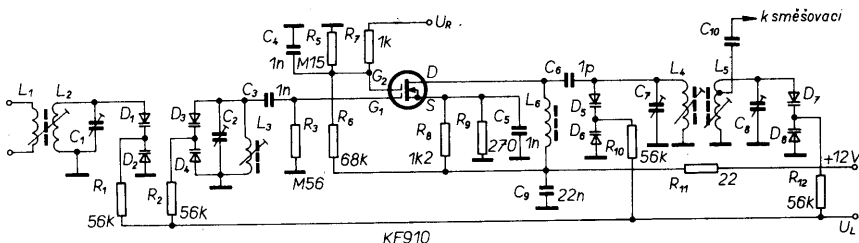
Na obr. 69 je příklad zapojení vstupního obvodu jednotky VKV s regulací zisku diodami PIN a se dvěma laděnými obvody. Signál z antény je přes C₁ veden na regulátor s diodami PIN, D₁D₂D₃. Průběh regulace zisku je určen rezistory R₁R₂R₃R₇ a to tak, že regulace začíná při 7 V a maximální bude při 1,5 V. Regulační napětí se přivádí přes tlumivku L₁. V neregulovaném stavu je otevřená dioda D₂ regulačním napětím 7 V. Při zvětšování vstupního napětí se regulační napětí zmenšuje až na 1,5 V, při kterém se D₂ uzavře a otevrou se D₁D₃ a přes C₄ a C₅ je vf napětí svedeno k zemi. Při neregulovaném stavu je signál veden přes C₃ a D₂ na vazební vinutí L₂ a z něj indukční vazbou na primární vinutí laděného obvodu pásmové propusti L₃C₆D₄D₅ a další indukční vazbou (danou vzdáleností cívek L₃ a L₄) na sekundární část pásmové propusti L₄C₇D₆D₇. Přes C₈ je signál přiveden na vstupní tranzistor. Kondenzátorem C₉ je vf uzemněno vazební vinutí L₂. Ladicí napětí se na varikapu přivádí přes R₅R₆. Toto zapojení se používalo zejména v jednotkách VKV s bipolárními tranzistory, které nejsou vhodné pro zpracování velkých vstupních signálů. Při zapojení s tranzistory MOSFE se dvěma řídicími elektrodami se regulátor s diodami PIN vypouští. U většiny současných autopřijímačů bývá vypuštěna i vstupní pásmová propust, která se nahrazuje jednoduchým laděným obvodem s vazebním vinutím na anténu. Problematikou výběru vhodných součástek se budeme zabývat na konci státě o jednotkách VKV. Použití pásmové propusti na vstupu zlepšuje ovšem selektivitu (možnost potlačení vlivu silných signálů) a tím zlepšuje odolnost proti křížové modulaci, což je výhodné zejména u autopřijímačů, neboť ty pracují v rychle se měnících příjmových podmínkách.

Na obr. 70 je zapojení vstupního vf předzesilovače vhodného pro připojení k různým typům směřovačů. Vstupní signál je přiveden na vazební vinutí L₁ s impedancí 150 Ω. Indukční vazbou je signál přenesen na primární část pásmové propusti L₂C₁D₁D₂ a indukční vazbou, nastavenou vzdáleností cívek L₂ a L₃, na sekundární část pásmové propusti L₃C₂D₃D₄. Z ní je vstupní signál přes

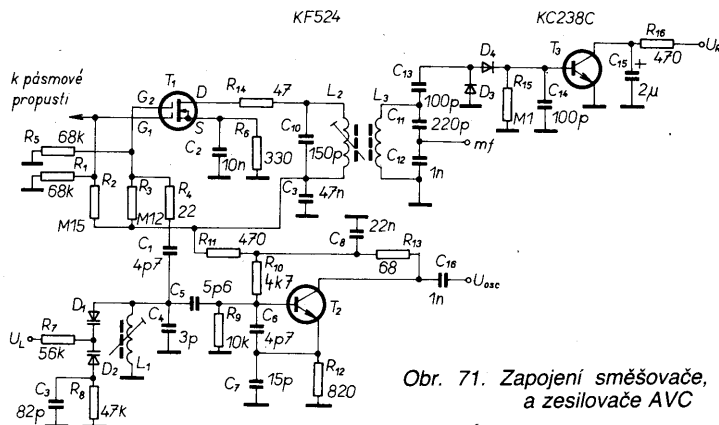
C₃ veden na G₁ tranzistoru T₁. Pracovní bod T₁ je nastaven R₃R₅R₆R₉. Přes R₇ je přiváděno regulační napětí na G₂ tranzistoru T₁ (regulace zisku T₁). Nasazení regulace je určeno děličem R₅R₆. Rezistory R₆R₉ zabírají zničení T₁ při regulaci zisku. Kolektor (D) je napájen přes tlumivku L₆ (6,8 μH, navinutou na jádru hmoty N1). Z kolektoru D T₁ je signál přes C₆ veden na primární část pásmové propusti L₄C₇D₅D₆ a indukční vazbou, určenou vzdáleností cívek L₄ a L₅, je přenesen do sekundární části pásmové propusti L₅C₈D₇D₈. Z této propusti je signál veden z odbočky (nebo z celého vinutí, nebo přes vazební vinutí) do směřovače. Při odběru vf signálu z odbočky může mít C₁₀ větší kapacitu než při odběru vf signálu z celého obvodu, přitom následující prvek neovlivňuje jakost pásmové propusti, zapojené mezi vf předzesilovačem a směřovačem. Je-li jako směřovač zapojen IO, používá se obvykle vazba vazebním vinutím.

Ladicí napětí je na jednotlivé varikapu přivedeno přes R₁R₂R₁₀R₁₂.

Na obr. 71 je zapojení směřovače a oscilátoru s tranzistorem. Výstupní signál je ze sekundární strany propusti veden na G₁ tranzistoru T₁ a signál z místního oscilátoru je přiveden přes C₁R₁ na G₂ tranzistoru. Pracovní bod T₂ je nastaven R₁R₂R₃R₅R₆. Oscilátor pracuje s tranzistorem T₂ a obvodem L₁D₁C₃C₄C₅C₆C₇. Pracovní bod T₂ je nastaven R₆R₁₀R₁₂R₁₃. Kondenzátor C₃ je souběhový a C₆C₇ určují zpětnou vazbu. Z kolektoru je možné odebrat přes C₁₆ signál oscilátoru pro digitální stupnici. Rezistorem R₁₁ je oscilátor oddělen od ostatních obvodů napájení. Přes R₇ je přiváděno ladicí napětí a R₈ uzavírá obvod závěrného proudu D₁D₂. Smísený oscilační a vstupní signál vytvoří mezifrekvenční signál, který je z kolektoru T₁ veden přes R₁₄ na primární stranu mf pásmové propusti C₁₀L₂ a indukční vazbou na sekundární část mf pásmové propusti, L₃C₁₁C₁₂. Ze spoje C₁₁C₁₂ je mf signál veden do mf zesilovače. Ze sekundární části mf pásmové propusti je rovněž mf signál přes C₁₃ veden na zdvojevač napětí D₃D₄R₁₅C₁₄. Stejným směrem napětím z výstupu zdvojevače je řízen zesilovač AVC T₃, z jehož kolektoru je vedeno regulační napětí buď do vstupního vf předzesilovače nebo do regulátoru PIN. Kondenzátorem C₁₄ je vyfiltrován zbytek mf napětí a C₁₅ určuje časovou konstantu obvodu AVC.



Obr. 70. Zapojení první a druhé pásmové propusti a vf předzesilovače (mezi G₁ a spojem R₆, R₉ chybí R₄, 150 kΩ)



Obr. 71. Zapojení směšovače, oscilátoru a zesilovače AVC

(PLR), TCA240, TDA1574, TDA1062 a jeho sovětský ekvivalent K174ChA15. Posledně jmenované obvody jsou vlastně celým přijímačem VKV. I když se s těmito obvody dosahuje relativně dobrých výsledků, je vzhledem k možnosti vzniku křížové modulace lépe nezapojovat v IO zesilovač v IO a před IO zapojit tranzistor MOSFE.

V současné době se v jednotkách VKV pro ladění používají většinou varikapky. Aby bylo možné bez zkreslení zpracovávat velké signály, je nejlépe použít do jednoho laděného obvodu vždy dva varikapky zapojené v „protitaktu“. Z varikapů vyráběných v k. p. TESLA jsou nejvhodnější typy KB109G a KB205B, KB304. Varikapky KB304, které budou od letošního roku vyráběny, jsou dvojice varikapů v protitaktním zapojení. Pro jednotky VKV jsou z uvedených typů varikapů nejvhodnější KB109G, které mají velkou počáteční kapacitu a není proto třeba tak pečlivě „hlídat“ parazitní kapacity (jako např. u KB205B). Pro oscilátor jsou nejvhodnější tranzistory KF124, KF125, SF235, SF245 nebo BF506 (MLR), který je použit v kanálových voličích TVP).

Pro zesilovač AVC je vhodné použít KC238C a pro usměrnění mf signálu pro zesilovač AVC je vhodné použít buď germaniové diody nebo Schottkyho diodu KAS22. Do obvodu vř zesilovače jsou vzhledem k malému šumu výhodnější rezistory TR 191 než TR 212, neboť by se v některých případech mohlo s TR 212 zhoršit šumové číslo jednotky VKV. Pro tělíska cívek je vhodné použít kostičky o průměru 4,5 mm a „vystárnutá“ feritová jádra z hmoty N01P pro vř obvody a pro mf obvody použít cívky v krytu o straně asi 7×7 mm. U oscilátoru bývá výhodnější použít pro doladování mosazná nebo hliníková jádra, která stárnutím nemění vlastnosti obvodu. Velkou pozornost je třeba věnovat zejména výběru vhodných typů kondenzátorů, protože autopiřijímač pracuje v širokém rozsahu teplot a při použití předvolby by předvolený vysíláč, vlivem změny kmitočtu zejména oscilátoru, mohl časem „zmizet“. V zapojení na obr. 67 by doladovací proměnné kondenzátory C_1, C_2, C_3, C_8 měly být keramické s co nejmenším teplotním koeficientem (popř. záporným). Blokovací a vazební kondenzátory 1 nF doporučujeme TK 744 a rovněž tak blokovací kondenzátory 22 nF, 10 nF, C_3 v obr. 68 je typu TK 783, C_6 v obr. 70 by měl mít teplotní součinitel $+100 \cdot 10^{-6}/K$, z čs. výrobků bude nejvhodnější TK 656, C_1 na obr. 71 má mít nulový teplotní součinitel, nejvhodnější z našich bude TK 754, C_2 na stejném obrázku je TK

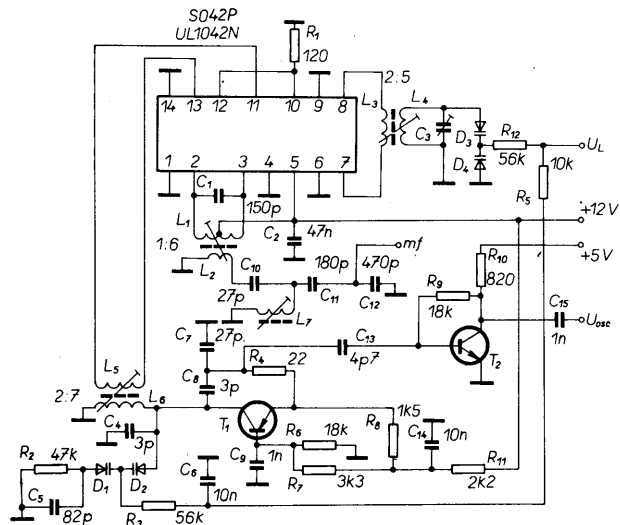
Na obr. 72 je zapojení směšovače a oscilátoru s tranzistorem p-n-p a IO SO42P nebo UL1042N. Signál je ze sekundární části pásmové propusti $L_4D_3D_4C_3$ indukčně přes vazební vinutí L_3 přiveden na vstup dvojitého balančního směšovače v IO. Do IO je přes vazební vinutí L_5 přiveden i signál z místního oscilátoru. Oscilátor je vnější a pracuje s tranzistorem T_1 a laděným obvodem $L_6C_4D_1D_2C_5C_7C_8$. Zpětná vazba z emitoru do kolektoru T_1 je zavedena přes R_4C_8 . Rezistor R_4 zabraňuje parazitním nežádoucím kmitům. Kondenzátor C_5 je souběhový a přes R_2 je uzavírán obvod závěrného proudu varikapů D_1D_2 . Pracovní bod T_1 je nastaven rezistory $R_6R_7R_8$, napájecí napětí oscilátoru je od ostatních napájecích napětí odděleno R_{11} . Ze spoje R_4C_8 je signál oscilátoru přes C_{13} veden na oddělovací stupeň T_2 , z jehož kolektoru je dále veden přes C_{15} do obvodu digitální stupnice. Pracovní bod T_2 je nastaven R_9 . Rezistor R_{10} je pracovním rezistorem pro T_2 . Pro pozici T_1, T_2 je nutné použít vř tranzistory, např. BF506 a KF125. Smíšený signál vstupní a oscilační vytvoří mezifrekvenční signál, který je přiveden na primární část pásmové mf propusti L_1C_1 . Cívka L_1 má středový vývod, přes který jsou napájeny kolektory směšovače v IO. Přes vazební vinutí L_2 a kondenzátor C_{10} je mf signál přiveden na sekundární část pásmové mf propusti $L_7C_{11}C_{12}$. Ze spoje $C_{11}C_{12}$ je mf signál veden do mf zesilovače. Rezistorem R_5 je odděleno, ladičí napětí oscilátoru.

Na obr. 73 je zapojení směšovače a oscilátoru s TDA1062 nebo K174ChA15 (ze SSSR). IO TDA1062 je IO pro celou jednotku VKV, ale praxe ukázala, že je vhodné předřadit před něj vř předzesilovač s tranzistorem

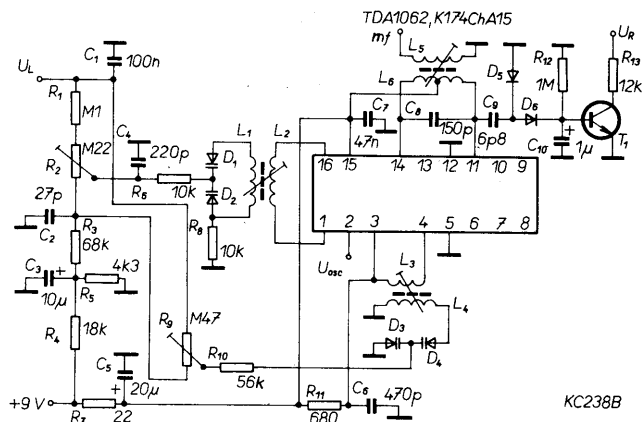
MOSFET. Vstupní signál na směšovač je přiveden ze sekundární části vř pásmové propusti $L_4D_3D_4$ přes vazební vinutí L_3 . Vř předzesilovač v IO není zapojen. Pro místní oscilátor je využit vnitřní oscilátor v IO, který je přes vazební vinutí L_2 navázán indukčně na laděný oscilační obvod $L_1D_1D_2$. Snaha zmenšit počet operací při ladění jednotky VKV vedla výrobce IO k nekonvenčnímu způsobu ladění, tj. ve sřadovacím bodu měnit kapacitu varikapů odporovými trimry R_2R_9 . Stejný způsob doladění používá ve své jednotce VKV i TESLA Bratislava. Smíšený vstupní a oscilátorový signál je jako mf signál veden do mf obvodu L_6C_8 (také se středním vývodem cívky L_6) a přes vazební vinutí L_5 do mf zesilovače. Z jednoho kolektoru tranzistorů balančního směšovače v IO je mf signál přes C_9 přiveden na zdvojovač napětí $D_5D_6D_{12}$, zbytek mf signálu je odfiltrován C_{10} . Stejným směrem napětím ze zdvojovače je řízen zesilovač AVC T_1 a z jeho kolektoru přes R_{13} je vyvedeno regulační napětí do vř předzesilovače (např. z obr. 70).

Součástky pro přijímače VKV

Dále si uvedeme zásady výběru vhodných součástek pro vstupní jednotku VKV. Pro vř předzesilovače je nejvhodnější použít tranzistory MOSFE se dvěma řídicími elektrodami typu KF910, KF907, SM200 (NDR), KP350 (SSSR). TESLA Piešťany připravuje nový typ těchto tranzistorů, KF981. Na pozici směšovače je nejvhodnější použít dvojité integrované balanční směšovače, který potlačuje velmi účinně pronikání mf signálu na vř vstup směšovače, např. SO42P, UL1042N



Obr. 72. Zapojení oscilátoru a směšovače s SO42P nebo UL1042N



Obr. 73. Zapojení oscilátoru a směšovače s TDA1062 (K174ChA15)

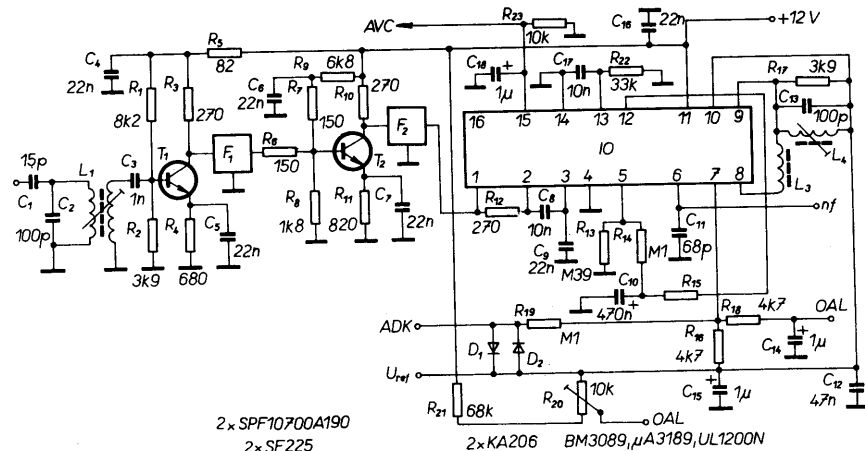
744, C_3 TK 774, C_4 z materiálu negativ N470, z našich TK 676, C_5 by měl mít nulový teplotní součinitel, z našich je vhodný TK 754, C_6 stejné jako C_5 , C_7 TK 785, C_8 TK 744, C_9 TK 783, C_{10} styroflex TGL5155, C_{11} TK 754, C_{12} TK 744, C_{13} a C_{14} TK 754, C_{16} TK 744. Dále by jednotka VKV měla mít kryt s přepážkou mezi vf předzesilovačem, směšovačem a oscilátorem.

Mf zesilovače pro FM

V následujícím pojednání věnujeme pozornost mezifrekvenčním zesilovačům pro FM. Na obr. 57 bylo uvedeno zapojení kombinovaného IO A4100D. Vstupní mf signál je přes C_2 veden na laděný obvod C_3L_1 a přes vazební vinutí L_2 a C_8 do báze T_1 a z jeho kolektoru přes keramický filtr F_1 na vstup symetrického zesilovače (vývod 9 IO), jehož druhý vstup je vf přes C_{14} uzemněn. Za mf zesilovačem je zapojen omezovač a koincidenční detektor. Fázovací obvod detektoru se skládá z $R_{15}C_{22}L_3C_{23}C_{25}L_9C_{24}R_{16}$. Fázovací obvod je zapojen jako pásmová propust, čímž se zmenšuje zkreslení. Je zřejmé, že detektor bude detekovat signály FM, i když vypustíme $C_{23}C_{25}C_{24}L_9R_{16}$. Potřebné fázovací kondenzátory jsou součástí IO. Nf signál je k dispozici na vývodu 14 IO. Při provozu mono platí pro R_{17} a C_{27} uvedené hodnoty, při provozu stereo platí hodnoty uvedené v závorce. Z výstupu nf je ss složka po detekci vedena do zesilovače ADK a z jeho výstupu (vývod 11 IO) do jednotky VKV nebo zdroje ladičního napětí. Část mf signálu je uvnitř IO usměrněna a přivedena do součtového obvodu indikátoru síly pole (vývod 15 IO). Tranzistor T_2 odpojuje ADK při provozu AM.

Na obr. 59 bylo zapojení jiného typu kombinovaného IO přijímače AM-FM, IO UL1220N. Vstupní mf signál je veden přes F_2 (keramický filtr) na vstup symetrického zesilovače (vývod 16 IO), jehož druhý vstup (vývod 14 IO) je přes C_{10} vf uzemněn. Protože vstupní odpor mf zesilovače je asi 6,5 k Ω a výstupní odpor filtru F_2 je 330 Ω , je třeba mezi vývody 16 a 15 IO zapojit R_7 . Vývod 15 je vf uzemněn přes $C_{11}C_{10}$. Za mf zesilovačem je zapojen omezovač a detektor FM s detekčním obvodem $L_2R_4R_5C_6C_9L_6$. Cívka L_2 zajišťuje fázový posuv. Nf signál je vyveden na vývod 9 IO na R_2C_2 a přes R_1C_1 je odebrána ss složka pro ADK.

Pro mezifrekvenční zesilovače FM byly vyvinuty dva typy IO, které kromě zesilovače, omezovače a detektoru mají řadu doplňkových funkcí, jako např. tiché ladění, výstup pro indikátor síly pole a obvod ADK. Na obr. 74 je zapojení mf zesilovače FM s IO BM3089 (RSR), $\mu A3189$ (MLR) a UL1200 (PLR). Jedná se o ekvivalentní IO, ale $\mu A3189$ se od BM3089 liší tím, že mezi



Obr. 74. Zapojení mf zesilovače s BM3089, UL1200N nebo $\mu A3189$

vývody 15 a 16 je zapojen oddělovací stupeň, takže napětí AVC je odebráno u $\mu A3189$ z vývodu 16. Mf zesilovač s BM3089 má kromě zesilovače, omezovače a symetrického koincidenčního demodulátoru ještě dodatečně stupeň pro napětí ADK (vývod 7), pro regulaci zisku jednotky VKV a výstup pro indikátor síly pole (vývod 13). Dále je v IO spínač tichého ladění, který sepne při zmenšení signálu pod danou úroveň a odpojí výstup nf signálu. Prahaová úroveň je nastavena děličem $R_{13}R_{14}$. Tranzistory T_1 a T_2 dodatečně zesilují mf signál, čímž kompenzují útlum keramických filtrů a umožňují nastavit takovou mez omezení (limitaci), která je pod úrovní šumem omezené citlivosti, čímž se zejména u autopřijímače dosáhlo dobrého potlačení AM a malého činitele zkreslení. Cívka L_3 zabezpečuje potřebný fázový posuv v koincidenčním demodulátoru. Detekční obvod $L_4C_{13}R_{17}$ je nalaďen na střední kmitočet keramických filtrů F_1F_2 . Přes R_{19} je napětí ADK přivedeno do jednotky VKV. Referenční napětí pro přesné nalaďení je odebráno z vývodu 10 IO. Diody D_1D_2 je omezen rozsah doladění napětím ADK. $R_{16}C_{14}$ tvoří dolní propust pro potlačení střídavého napětí v závislosti na obsahu modulace. Tato napětí spolu s napětím z R_{20} je vedeno na vstup diferenčního zesilovače v obvodu automatického ladění (OAL), o němž se zmíníme později.

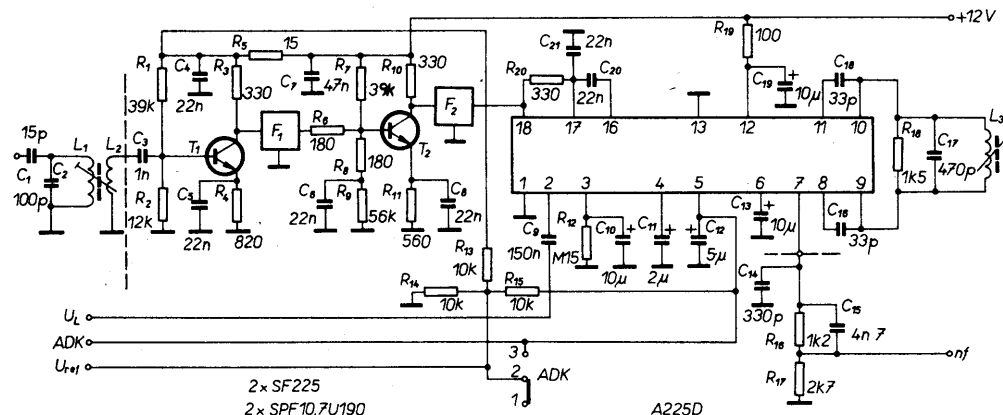
Na obr. 75 je zapojení mf zesilovače FM s IO A225D (NDR). Z výstupu vstupní jednotky VKV je veden mf signál přes C_1 na L_1C_2 a přes vazební vinutí L_2 na zesilovač T_1 a T_2 . Keramické filtry F_1F_2 zajišťují potřebnou selektivitu a jejich útlum je vyrovnán zesilovači s T_1 a T_2 . Celkový zisk mf zesilovače je nastaven tak, aby bylo dosaženo co nejménší omezení. Hlavní zesílení je soustředěno

do IO A225D, v němž je signál zesilován, omezován a detekován. Demodulační obvod $L_3C_{17}R_{18}$ je nalaďen na střední kmitočet keramických filtrů. Kondenzátory C_{16} a C_{18} napojují detekční obvod $L_3C_{17}R_{18}$ na výstup omezovače v IO a zabezpečují potřebný fázový posuv pro koincidenční demodulátor. Demodulační obvod je zatlučen rezistorem R_{18} , čímž je dosaženo malého činitele nelineárního zkreslení. Na vývodu 7 IO je demodulovaný nf signál, C_{14} potlačuje zbytky mf signálu.

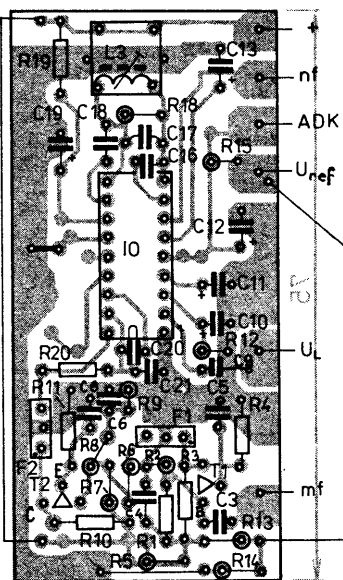
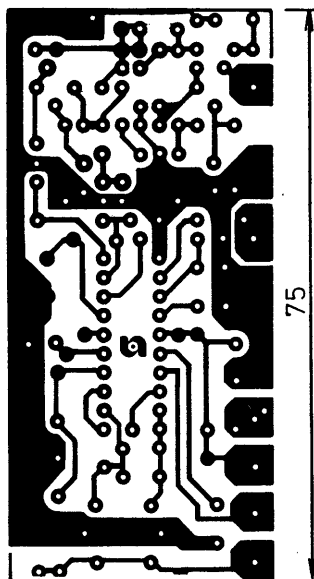
Použitý typ keramických filtrů je vhodný pouze pro monofonní přijímače.

Aby se u stereofonních přijímačů dosáhlo požadovaného oddělení kanálů, jsou součástkami $R_{16}C_{15}R_{17}$ zdůrazněny vyšší kmitočty multiplexního signálu. V IO A225D je obvod pro získání doladovacího napětí. Na rozdíl od obvodů jako je poměrový detektor, IO A220D nebo BM3089 a UL1200N je u A225D regulační veličinou pro doladování kmitočtu proud, který je závislý na vzniklém rozladění, proud podle směru rozladění teče do nebo z vývodu 5. Proud prochází přes R_{15} a příslušný úbytek napětí se používá jako doladovací napětí pro jednotku VKV. Kondenzátor C_{12} odfiltrovává zbytky nf signálu.

Běžec ladičního potenciometru je přes C_9 spojen s vývodem 2 IO. Ladiční napětí přiváděné přes C_9 vyvolá na vývodu 2 změnu napětí, která zvláštním vnitřním obvodem v IO odpojí ADK a proud z vývodu 5 IO bude roven nule. Po skončení ladění, tzn. když se na vývodu 2 IO nemění napětí, se po době určené časovou konstantou $R_{12}C_{10}$, tj. asi po 1 s, připojí obvod ADK a je v činnosti doladovací obvod. V mezních situacích je možné ADK odpojit spínačem ADK.



Obr. 75. Zapojení mf zesilovače s A225D



Obr. 76. Deska s plošnými spoji zesilovače mf z obr. 75 (deska X214). Na desce se spoji nejsou L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , C_{14} , C_{15} a R_{16} , R_{17}

I když má A225D obvod tichého ladění, je odpojen uzemněním vývodu 13 IO (v přijímačích se nepoužívá). Rovněž tak z bezpečnostního hlediska se u autopřijímačů nepoužívá indikátor síly pole, avšak jeho výstup – vývod 14 a invertovaný výstup na vývodu 15 IO – je možné použít pro AVC ve vstupní jednotce VKV. Deska s plošnými spoji uvedeného mf zesilovače je na obr. 76.

Seznam součástek k obr. 75

Rezistory (TR 212 nebo TR 191)	
R_1 , R_7	39 k Ω
R_2	12 k Ω
R_3 , R_{10} , R_{20}	330 Ω
R_4	820 Ω
R_5	15 Ω
R_6 , R_8	180 Ω
R_9	56 k Ω
R_{11}	560 Ω
R_{12}	150 k Ω
R_{13} , R_{14} , R_{15}	10 k Ω
R_{16}	1,2 k Ω
R_{17}	2,7 k Ω
R_{18}	1,5 k Ω
R_{19}	100 Ω
Kondenzátory	
C_1	TK 754, 15 pF
C_2	TK 7, 100 pF

C_3	TK 724, 1 nF
C_4 , C_5 , C_6 , C_8 , C_{20} , C_{21}	TK 744, 22 nF
C_7	TK 783, 47 nF
C_9	TK 782, 150 nF
C_{10} , C_{13} , C_{19}	TE 003, 10 μ F
C_{12}	TE 004, 5 μ F
C_{11}	TE 005, 2 μ F
C_{16} , C_{18}	TK 754, 33 pF
C_{17}	TC 281, 470 pF
Filtry	
F_1 , F_2	SPF10, 7U190
Tranzistory a IO	
T_1 , T_2	SF225 (KF173)
IO	A225D
L_1 , L_2	mf transformátor na vstupní jednotce VKV
L_3	0,47 μ H, 8 závitů, drát o \varnothing 0,25 mm CuU, jádro M4 \times 0,5 \times 8 mm, N01, kostra 1PA 26051, kryt 1PF 69815

U nových IO pro jednotky VKV, jako je např. TDA1574 (Valvo), jsou první dva stupně mf zesilovače součástí tohoto IO.

Dalším obvodem zapojeným v části VKV autopřijímače bývá obvod pro

automatické vyklíčování poruch

Při jízdě autem se mění nejen intenzita žádaného signálu v závislosti na krajině, vzdálenosti od vysílače nebo zastavěných plochách, ale i intenzita rušivých polí produkovaných zdroji rušení, při čemž rušení zkresluje nebo i znemožňuje příjem. Toto rušení je výsledkem zakmitávání elektrických obvodů, u nichž se rychle mění napětí nebo proud. Zdroji takového rušení mohou být různé vypínače, přerušovače, svářecí agregáty, jiskřiště apod. V některých případech můžeme taková rušení potlačit na přijatelnou míru vhodnými odrušovacími prostředky, ale i intenzita rušení jako je např. trolejové vedení hromadné dopravy, vedení vysokého napětí bývají zdroji rušení, které se odstraňuje velmi nesnadno a působí na velké vzdálenosti. Rušivé impulsy jsou obvykle velmi úzké (jehlovité) a proto jejich spektrum zasahuje i do pásma VKV. Zatímco potlačení rušivých signálů při příjmu AM není dosud zcela vyřešeno, při odrušování signálů FM bylo dosaženo uspokojivých výsledků.

I při dokonalém odrušení automobilu mohou vznikat rušení, která se přenášejí vzhledem k velké šířce pásma části FM na její výstup a zhoršují podmínky příjmu. Proto je zapojení obvodu pro automatické vyklíčování poruch (OAVP) do přijímače VKV značným přínosem. Princip OAVP je v podstatě velmi jednoduchý. V okamžiku, kdy vznikne rušivý impuls, se přenosová cesta pro žádaný signál přeruší a obnoví se po skončení rušivého impulsu. Reálné rušící impulsy mají většinou velkou amplitudu a jsou velmi úzké – řádu jednotek μ s. Přerušování signálové cesty po takovou dobu nepůsobí rušivě.

Rušivý impuls na výstupu detektoru má strmou náběžnou hranu a sestupná hranu je relativně povolná. Při poloviční šířce pásma mf zesilovače 100 kHz je doba „doznívání“ impulsu asi 3 μ s, takže minimální šířka impulsu po průchodu mf zesilovačem bude 3 μ s. Šířka impulsu je závislá nejen na šířce pásma, ale i na selektivitě mf zesilovače. Pro přerušování cesty žádaného signálu lze jako spínače využít tranzistoru. Pro řízení tohoto spínače lze při FM využít rozdělení užitečného a rušivého signálu a rušivé signály použít jako řídicí napětí pro spínač. Vzhledem k vlastnostem kmitočtové modulace je nutné volit šířku pásma mf zesilovače podstatně větší, než je přenášené akustické pásmo,

takže zesilovač může přenést i nejvyšší kmitočet při stereofonním signálu, tj. 53 kHz. Když přivedeme signál z detektoru FM, který nemá zapojen obvod deemfáze, na rezonanční obvod, nalaďený např. na 100 kHz, tak sice potlačíme užitečný signál, ale strmá náběžná hranu rušivého impulsu vybudí kmitu v rezonančním obvodu, kterými lze ovládat spínač v cestě užitečného signálu. Spínač lze např. ovládat monostabilním klopným obvodem, který je spouštěn kladnou vzestupnou hranou rušivého impulsu. Napětí vybuděné rušivým impulsem na rezonančním obvodu má charakter tlumených oscilací s exponenciálním poklesem amplitudy (je dán tlumením rezonančního obvodu). Napětí na obvodu se velmi rychle zvětší (v kladném „směru“) a začíná tlumeně oscilovat s periodou danou konstantou obvodu LC. Při kladné náběžné hraně rušivého impulsu tedy monostabilní klopný obvod okamžitě sepne a vyklíčovací tranzistor téměř dokonale vyklíčuje rušivé impulsy. Avšak při záporné náběžné hraně rušivého impulsu se napětí na rezonančním obvodu opět rychle zvětší (v záporném „směru“), takže monostabilní klopný obvod, spouštěný kladnou náběžnou hranou, se uvede do činnosti teprve po čtvrtperiodě nebo i půlperiodě, tj. v prvním kladném maximum vybuděných kmitů. Pokud rezonanční obvod je nalaďen na 100 kHz, bude monostabilní klopný obvod uveden do funkce až po 2,5 až 5 μ s. To znamená, že vyklíčovací tranzistor může být uveden do funkce až po skončení rušivého impulsu, jehož délka je shodná s uvedeným zpožděním. Tento jev lze odstranit nalaďením rezonančního obvodu na 180 kHz, to však vyžaduje, aby mf zesilovač měl dostatečnou selektivitu, jinak se vlivem zázneju mezi sousedními vysílači může zhoršit příjem.

Při vyšším kmitočtu rezonančního obvodu musí mít rušivý signál velmi strmé čelo, aby kmitu na obvodu měly dostatečnou amplitudu. Takové impulsy vznikají např. v zapalovacím systému automobilu. Zvýšením kmitočtu rezonančního obvodu se sice zpoždění zmenší, ale neodstraní. Proto se do obvodu užitečného signálu zapojuje zpožďovací vedení, které má stejné zpoždění, jako řídicí impuls, tj. 2,5 až 5 μ s.

Pokud budeme respektovat předchozí požadavky, můžeme snadno sestavit obvod automatického vyklíčování poruch. Signál z detektoru FM je rozvětven do dvou signálových cest. V první cestě se selektivním obvodem 100 až 180 kHz se potlačuje užitečný signál a zdůrazňuje se signál s rušivými impulsy, který v selektivním obvodu vybudí tlumené kmitu. Za selektivním obvodem je zapojen zesilovač a tvarovač rušivých impulsů a z něho je řízen monostabilní klopný obvod, na jehož výstupu je impuls se šířkou 30 až 50 μ s, kterým je ovládán elektronický spínač. Šířku řídicího impulsu 30 až 50 μ s volíme s ohledem na doznívání oscilací v laděném obvodu, proto je nutné, aby laděný obvod byl dostatečně tlumen, neboť při velkém činiteli jakosti laděného obvodu by oscilace doznívaly mnohem déle a byl by v činnosti monostabilní klopný obvod.

V druhé cestě pro užitečný a rušivý signál je zapojeno zpožďovací vedení, v kterém je signál zpožděn o 5 μ s. Za zpožďovacím vedením je zapojen elektronický spínač, který je stále otevřen a po příchodu rušivého signálu se na dobu 30 až 50 μ s uzavírá. Za elektronickým spínačem je zapojena analogová paměť RC. Bez této paměti by byl signál „vyseknut“. Paměť uchovává po uzavření klíče poslední úroveň žádaného signálu, který byl na jejím vstupu před uzavřením

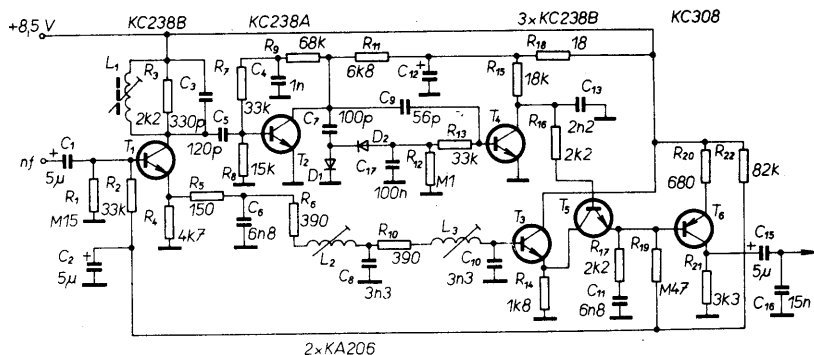
elektronického spínače, takže na signálu vznikne jen malý „schůdek“. Z paměti je signál veden do oddělovacího zesilovače, na jehož výstupu může být zapojen obvod deemfáze (v případě monofonního příjmu).

Má-li obvod automatického potlačení poruch nezkrusleně přenést i stereofonní signál, musí zpožďovací vedení přenést multiplexní signál s minimálním amplitudovým zesílením, tzn. že minimální mezní kmitočet zpožďovacího vedení musí být 70 kHz a musí mít konstantní skupinové zpoždění uvnitř přenášeného pásma. Vzhledem k tomu, že během vyklíčování je přerušen i přívod pilotního signálu (což může vést k narušení funkce stereofonního dekodéru), je nutné do série s pamětovým kondenzátorem zapojit rezonanční obvod naladěný na 19 kHz, který je při otevřeném elektronickém spínači buzen pilotním signálem obsaženým v multiplexním signálu. Při vyklíčování obvod naladěný na 19 kHz bude dokmitávat na kmitočtu pilotního signálu a tak není ohrožena funkce stereofonního dekodéru. Uvedený obvod můžeme považovat za paměť pilotního signálu a při sepnutém elektronickém klíči působí jako šumový filtr pilotního signálu, čímž se zlepšuje kvalita stereofonního příjmu, pokud je přijímaný signál mírně zasušen nebo je-li rušen zázněm ze sousedního kanálu.

Na obr. 77 je skutečné zapojení obvodu automatického vyklíčování poruch, vhodného pro monofonní přijímače. Z demodulátoru FM je přiveden nf signál přes C_1 na vstupní tranzistor T_1 . V jeho kolektoru je zapojen relativně širokopásmový rezonanční obvod L_1, C_3, R_3 , naladěný na 180 kHz, který odfiltrovává z rušícího signálu vysoké kmitočty. Tyto odfiltrované signály jsou zesíleny v T_2 a usměrněny ve zdvojovači napětí D_1, D_2 . Tranzistor T_4 nemá žádné napětí na bázi a je tedy při běžném provozu uzavřen. Přes kolektorový rezistor R_{15} teče malý kolektorový proud, kterým je inverzně zapojený spínací tranzistor T_5 otevřen. Na kolektoru T_4 je napětí asi 4 V, na které se nabije C_{13} . Bude-li na vstupu obvodu automatického vyklíčování poruch rušící impuls se spektrem vyšších kmitočtů, pak je báze T_4 napájena proudem přes C_9 a T_4 se otevře, C_{13} se vybije přes R_{16} a uzavře tranzistor T_5 asi na 40 μ s. Během této doby je cesta pro užitečný signál přerušena a napětí z C_{11} je přivedeno do nf zesilovače. Toto napětí obsahuje složky, které na C_{11} byly před zavřením T_5 . Doba potřebná pro sepnutí T_5 je asi 2 až 3 μ s.

Abychom spolehlivě odlišili rušící impuls, musí být užitečný signál časově zpožděn oproti rušícímu signálu obvodem $R_6, L_2, C_8, R_{10}, L_3, C_{10}$ a obvodem R_5, C_6 (asi 5 μ s). T_6 zesiluje užitečný signál a celkové zesílení obvodu automatického vyklíčování poruch je asi 12 dB. Vedeme-li přes DAVP signál z části AM, zůstává cesta užitečného signálu trvale průchozí, neboť v signálu AM chybí vř složky, které by sepnuly T_5 . Výstupní odpor OAVP spolu s C_{16} tvoří potřebnou deemfázi pro FM. Při stereofonním signálu je nutné vynechat C_{16} a do série s C_{11} zapojit rezonanční obvod naladěný na 19 kHz.

Zapojení OAVP s IO TDA1001 (Philips) je na obr. 78. Rušící impulsy, které se objeví v nf signálu, jsou přes C_1 přivedeny na vstup emitorového sledovače (vývod 1 IO). Z jeho výstupu (vývod 2 IO) se signál rozdělí na větev užitečného nf signálu a na větev rušícího signálu. Z vývodu 2 IO je užitečný signál veden přes R_3 na dolní propust 4. řádu, $R_4, C_3, R_5, C_4, R_6, C_5, R_7, C_6$, jejíž mezní kmitočet je 65 kHz (-3 dB) a je zesílen asi o 1 dB. Odlaďovač L_1, C_2 , naladěný na 19 kHz, potlačuje pilotní signál o 20 dB a tak zmenšuje



Obr. 77. Zapojení obvodu vyklíčování poruch s tranzistory

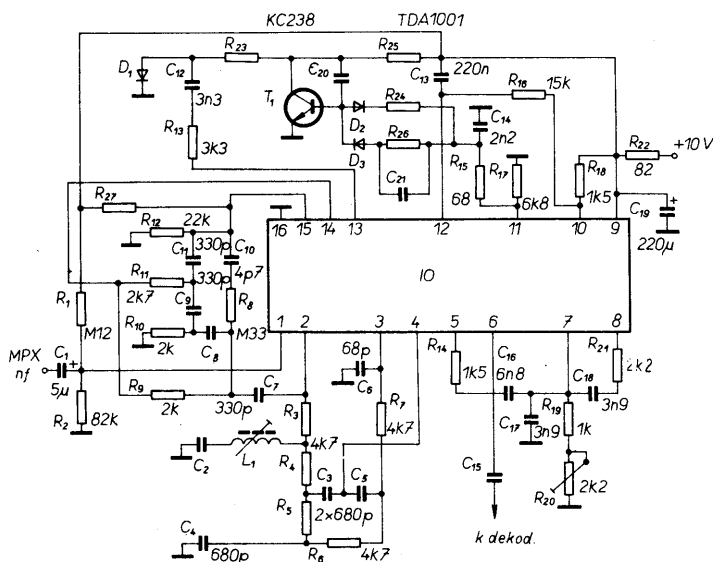
vlastní rušení obvodu. Doba zpoždění dolní propusti je stejná jako ve větvi rušivého signálu. Dolní propust je zapojena mezi vývody 3 a 4 IO.

Mezi vývody 4 a 5 IO je zapojen elektronický spínač, který odpojuje nf signál během rušení od výstupu. Rezistor R_{14} a C_{16}, C_{17} (mezi vývody 5 a 7 IO) pracují jako pamětový obvod, na němž se udržuje taková úroveň nf signálu, která byla před rozpojením elektronického spínače. $R_{19}, R_{20}, C_{18}, R_{21}$ tvoří filtr 19 kHz, který udržuje správný kmitočet a fázi pilotního kmitočtu během vyklíčování rušícího impulsu. Od rušícího impulsu očištěný nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na výstup (vývod 6 IO).

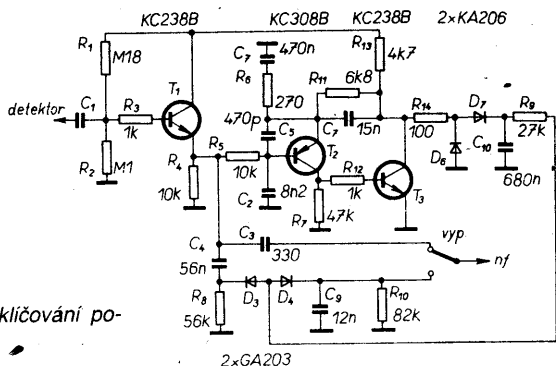
Rušivé signály vznikající v automobilu mají většinou charakter jehlovitých impulsů s kmitočtem asi 100 kHz. Jehlovité impulsy jsou z výstupu (vývod 2 IO) vedeny přes C_7 a aktivní horní propust s dolním mezním kmitočtem asi 90 kHz – $R_9, C_8, R_{10}, C_9, R_{11}, C_{11}$, R_6, C_{10}, R_{12} na vstup (vývod 15 IO) zesilovače, kde jsou zesíleny asi o 3 dB. Z výstupu zesilovače je signál veden do usměrňovače, kde jsou usměrňovány jen kladné rušivé impulsy. Schmittův klopný obvod řídí kladnými výstupními impulsy elektronický spínač. Obvodem na vývodu 11 IO (R_{15}, R_{17}, C_{14}) se určuje šířka vyklíčovacího impulsu – zde je asi 50 μ s. V IO je regulační zesilovač, jehož vlastnosti jsou dány součástkami na vývodu 12 IO. Základní citlivost zesilovače impulsů je nastavena R_{13}, C_{12} . Regulační obvod zajišťuje, že amplituda řídicích impulsů pro klopný obvod bude malá – tak je možné vyklíčovat i poruchy s velkou amplitudou.

Pro zlepšení vlastností byl na obr. 78 zapojen i druhý regulační obvod. Impulsy z klopného diodou D_3 a přivedeny na bázi T_1 , který pracuje jako Millerův integrátor. C_{20} se nabíjí podle četnosti rušících impulsů a mění kolektorové napětí T_1 , kterým se řídí činnost diody D_1 , jejíž odpor je v sérii s R_{13}, C_{12} a tak se řídí zesílení zesilovače impulsů. Dioda D_2 v sérii s R_{24} vybíje C_{21} v době mezi dvěma poruchami. Vybíjecí obvod má menší časovou konstantu než obvod D_3, R_{26} , takže C_{20} je zcela vybíjen až do doby, než přijde další rušící impuls. Při zvýšeném opakovacím kmitočtu impulsů přejde D_1 z vodivého stavu do nevodivého, zintenzivní se činnost OAVP, což se projeví větším zesílením nf signálu. V IO je vnitřní stabilizátor napětí. Obvod může pracovat i bez $R_{23}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, C_{20}, C_{21}, D_2, D_3, T_1$ a C_{12} je uzemněn. Aby náhodné zbytky neměly vliv na vstupní filtr, je výhodné použít pro napájení IO stabilizované napětí.

Princip potlačovače poruch při příjmu AM vychází z některých vlastností lidského ucha (např. při impulsním rušení příjmu slabých signálů pracuje, při silném signálu jsou poruchy maskovány). Zapojení obvodu je na obr. 79. Nf signál z detektoru je přes C_1 přiveden na emitorový sledovač T_1 a z jeho výstupu na dynamický omezovač D_3, D_4, R_8, R_{10} a na řídicí obvod přes R_5 . Řídicí obvod je aktivní pásmová propust s tranzistory T_2, T_3 a zdvojovač napětí s diodami D_6, D_7 . Mezní kmitočty 200 a 1500 Hz nejsou voleny náhodně, neboť v tomto pásmu je soustředěna základní energie užitečného signálu. Usměrněným



Obr. 78. Zapojení obvodu vyklíčování poruch s TDA1001



Obr. 79. Zapojení obvodu vyklíčování poruch pro AM

napětím z D_6D_7 jsou řízeny diody omezovače D_3D_4 . Při silném signálu jsou dobře maskovány poruchy, diody omezovače budou otevřeny a signál nebude omezen. Při slabém signálu se D_3D_4 přivřou a výstupní signál bude omezen. V případě potřeby lze omezovač vypnout.

Dekodér dopravního rozhlasu

Moderní autopřijímače mají osazen dekodér dopravního rozhlasu v systému ARI. Autopřijímač vybavený tímto dekodérem dovoluje po naladění vysíláče vybaveného dekodérem ARI (indikováno obvykle žlutou signálkou) přijímat informaci o situaci v dopravě daného kraje, ztlumit hlasitost nežádoucího nf signálu nebo odpojit kazetový magnetofon. Ročně má být dekodérem ARI osazeno 4 až 5 vysíláčů VKV. Nový autopřijímač s dekodérem ARI typu 2116B je vyráběn v TESLA Bratislava od roku 1988. Pro ty, kteří si chtějí takový dekodér postavit sami, byl podrobný návod uveden v AR A4a 5/86.

Pro dopravní rozhlas budou na komunikacích značky s udáním kmitočtu vysíláče dopravního rozhlasu. Je nutné upozornit, že před dekodérem ARI nesmí být zapojen obvod deemfáze. Při vysílání dopravního rozhlasu jsou kromě stereofonní modulače vysílány i přídavné signály dopravního rozhlasu (viz AR A4, 5/86).

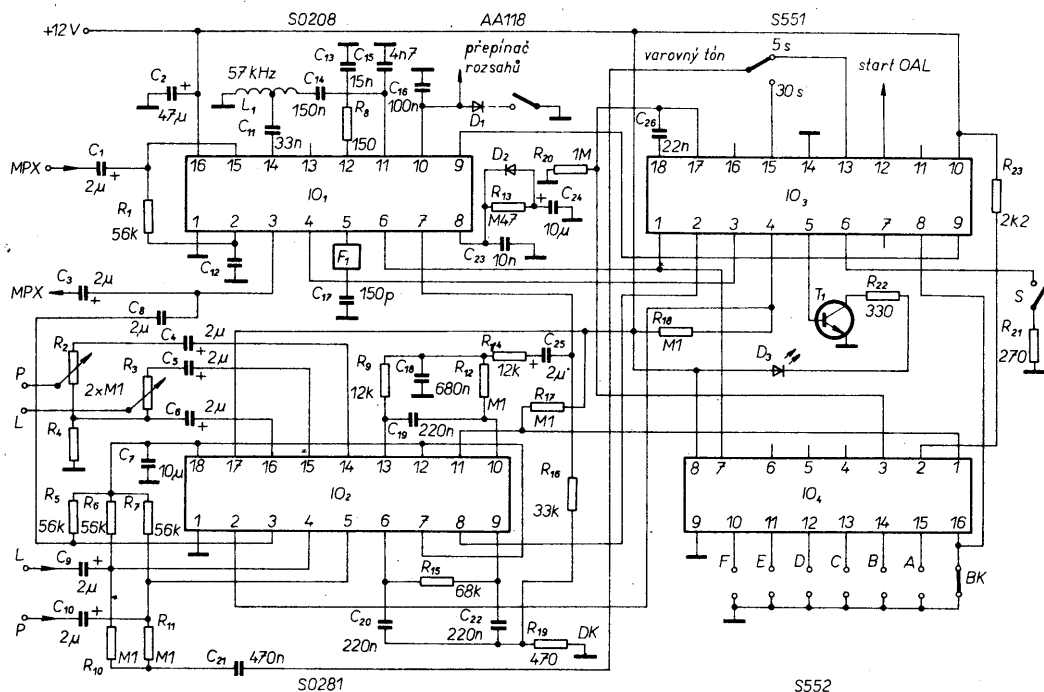
Na obr. 80 je zapojení dekodéru ARI s IO firmy Siemens. Multiplexní signál z výstupu detektoru FM nebo OAVP je přes C_1 přiveden na vstup emitorového sledovače a současně přes zesilovač do vnitřního regulátoru hlasitosti v IO_1 . Z výstupu regulátoru hlasitosti je signál MPX přes C_3 veden do stereofonního dekodéru. Z výstupu emitorového sledovače je signál veden do jednoho vstupu vnitřního regulátoru hlasitosti a jednak do zesilovače preemfáze a dále do zesilovače signálu SK, jehož druhý vstup je blokovan R_8C_{13} . Mezi druhý vstup zesilovače preemfáze a výstup zesilovače signálu SK je zapojen filtr signálu SK $L_1C_{11}C_{14}C_{15}$. V IO_1 je napětově řízený oscilátor, jehož základní kmitočet je nastaven pomocí F_1C_{17} . Fázeový komparátor oscilátoru a dolní propust jsou blokovány C_{16} a vnitřní oscilátor lze vypnout nuceně uzemněním D_1 přes přepínač a tak vyloučit rušení při příjmu AM. Vnitřní regulátor hlasitosti je ovládán signálem DK z IO_3 . Z výstupu vnitřního VCO je řízen spínač stupeň, který dodává signál SK do IO_3 a IO_4 . Z vnitřního VCO je signál veden na detektor, z jehož výstupu (vývod 7 IO_1) jsou řízeny komparátory v IO_2 . Vnitřní VCO je synchronizován signálem SK, který je rovněž veden do fázeového komparátoru a dolní propusti ($R_{13}D_2C_{23}C_{24}$) signálu SK. Z výstupu fázeového komparátoru SK je ovládán Schmittův klopný obvod, z jehož výstupu je signál veden do IO_3 a IO_4 . IO_2 je dekodér signálu DK, sestavený ze dvou dvojitých operačních

zesilovačů a tří nf spínačů. Spínače jsou ovládány signálem DK na vývod 2 IO_2 . Na vývod 3 IO_2 je přiveden signál MPX, který je přes vnitřní přepínač vyveden na vývod 16 IO_2 . Rezistorem R_4 můžeme nastavit základní hlasitost poslouchaných programů.

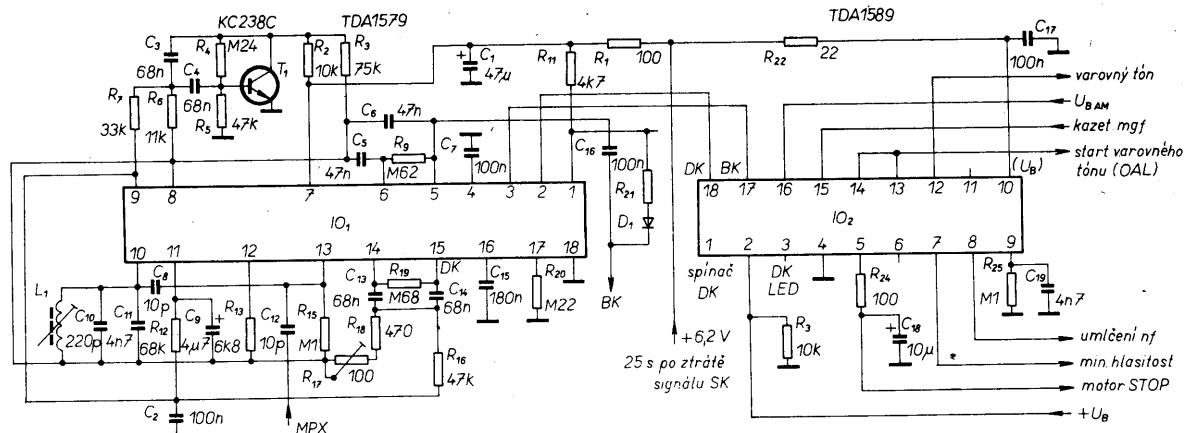
Po příjmu signálu DK se odpojí vnitřní spínač a dopravní zprávy jsou přijímány v požadované hlasitosti. Výstupní nf signál z kazetového magnetofonu je přes C_9C_{10} přiváděn na vstup zesilovače (vývod 4 a 5 IO_2) a z něj přes elektronický spínač na další zesilovač a z jeho výstupu (vývody 13 a 14 IO_2) přes C_4C_5 na regulátor hlasitosti R_2R_3 a dále na vstup nf zesilovače.

Při příjmu signálu DK se rozpojí vnitřní spínač mezi zesilovači a signál z kazetového magnetofonu se odpojí od výstupu. Na vstupy pro magnetofon je přes $C_{21}R_{10}R_{11}$ při chybějícím signálu SK přiveden z IO_3 varovný tón. Z vnitřního stabilizátoru je na vývody 7 a 13 (jeden vstup dvojitě operačního zesilovače) přivedeno referenční napětí. V IO_2 jsou vždy dva dvojitě OZ, které neinvertující vstup a výstup prvního z nich jsou zapojeny filtry signálu BK ($C_{19}C_{16}R_9R_{12}$) a signálu DK ($C_{20}C_{22}R_{15}$), které jsou odebrány z výstupu detektoru v IO_1 přes $C_{25}R_{14}$ pro filtr BK a přes R_{16} pro filtr DK. Odfiltrovaný signál DK je z výstupu druhého OZ veden na vstup (vývod 2 IO_3) obvodu pro zpracování signálu DK (IO_3) a odfiltrovaný signál BK je z výstupu druhého dvojitě OZ (vývod 11 IO_2) veden na vstup obvodu pro zpracování signálu BK (IO_4).

IO_3 je obvod pro zpracování signálu DK, který je sestaven ze sedmi funkčních bloků: obvod PLL, integrátor, paměť, dělič kmitočtu, obvod logiky, dynamického řízení a varovného tónu a obvodu řízení vyhledávání. Na vývod 1 IO_3 je z IO_1 přiváděn hodinový impuls 57 kHz a na vývod 2 IO_3 signál DK z IO_2 (vstup obvodu PLL). Z jeho výstupu je přes obvod dynamického řízení a blok logiky řízeno spínání elektronického regulátoru hlasitosti v IO_1 přes vývod 3 IO_3 . Z bloku logiky v IO_3 (vývod 4 IO_3) je řízeno i spínání tří spínačů v IO_2 a z vývodu 5 IO_3 (blok logiky) je buzen T_1 , který má v kolektoru LED D_3 , indikující příjem dopravního rozhlasu. Při sepnutí spínače S se dekodér dopravního



Obr. 80. Zapojení dekodéru dopravního rozhlasu s IO firmy Siemens



Obr. 81. Zapojení dekodéru dopravního rozhlasu s TDA1579 a 1589

rozhlasu odpojí, avšak při novém zapnutí se dekodér ARI znovu zapojí na příjem vysílače dopravního rozhlasu.

Do obvodu logiky je přes vývod 8 IO₃ přiveden signál BK z IO₄ a na vývod 9 signál SK z IO₁. Z vývodu 12 IO₃ je vyslán impuls pro spuštění obvodu automatického ladění. Z vývodu 13 IO₃ je do IO₂ veden nezpožděný varovný tón (v 5s intervalu) a z vývodu 15 je získán varovný tón se zpožděním 30 s. IO₄ je určen pro zpracování signálu BK.

Z výstupu filtru v IO₂ je signál BK veden na vstup vnitřního bloku PLL (vývod 1 IO₄). IO₄ je sestaven z pěti funkčních bloků: obvod PLL, obvod přednastavení, děliče kmitočtu, integrátor a paměť. Na vstup děliče je přiváděn signál SK a hodinový signál 57 kHz ze spínače a tvarovače v IO₁ (přes vývod 7 IO₄). Oblast (A až F) se volí uzemňováním vstupů obvodu PLL a obvodu přednastavení. Na výstupu paměti (vývod 16 IO₄) je k dispozici signál BK pro řízení IO₃.

Z obr. 80 je zřejmé, že úplný dekodér ARI je velmi složitý obvod. Tato složitost vedla firmu Philips ke sdružení všech funkcí dekodéru ARI do dvou IO (obr. 81). Jako dekodér dopravního rozhlasu je použit IO TDA1579, který je tvořen předzesilovačem, řídicím stupněm, detektory signálu SK, BK a DK dvěma operačními zesilovači pro filtry, spínači signálu DK a BK, oddělovacími zesilovači signálu SK a DK, spínačem indikační LED a stabilizátorem napájecího napětí.

Signál MPX je přiveden z obvodu automatického vyklíčování poruch přes C₁₂ na vývod 13 IO₁. Selektivní zesilovač 57 kHz s rezonančním obvodem L₁C₁₀C₁₁, s provozním činitelem jakosti 70, připojený na vývod 10 IO₁, vybírá ze signálu MPX pomocnou nosnou signálu SK. Za selektivním zesilovačem je připojen aktivní demodulátor obalové křivky a na jeho výstupu na vývodu 9 IO₁ je filtrační kondenzátor C₂, takže kromě střední hodnoty signálu SK budou na tomto vývodu i modulační složky signálů BK a DK. Vyhlazená střední hodnota SK (filtrem R₁₂C₉) je jako regulační napětí přivedena z vývodu 11 IO₁ na vstupní zesilovač, takže od vstupního napětí signálu SK asi 5 mV bude napětí na vývodu 9 IO₁ asi 400 mV a bude konstantní. Protože střední hodnota signálu SK je konstantní, budou konstantní i amplitudy signálů DK a BK. Signál BK je od ostatních signálů oddělen vnější aktivní pásmovou propustí T₁C₃C₄R₆R₇ s horním mezním kmitočtem 54 Hz a další propustí s vnitřním operačním zesilovačem a C₅C₆R₉ s dolním mezním kmitočtem 23 Hz, která je zapojena mezi vývody 5 a 6 IO₁. Na vývodu 5 IO₁ je k dispozici střídavé napětí signálu BK, které je přes C₁₆ vedeno k dalšímu zpracování.

V IO₁ je signál BK veden na Schmittův klopný obvod, který ovládá proudový spínač, na jehož výstupu (vývod 4 IO₁) je připojen integrační kondenzátor C₇. Doba nabíjení a vybíjení C₇ je volena tak, že při přítomnosti signálu BK se nabíjecí napětí schodovitě zvětšuje a překročí-li práh sepnutí druhého Schmittova klopného obvodu, ten se překlápí. Tento signál je vyveden přes stupeň s otevřeným kolektorem na vývod 3 IO₁ jako signál SK. Pokud budou přítomny současně signály BK a SK, bude na vývodu 3 IO₁ úroveň H. Na vývodu 1 IO₁ je tento signál invertovaný a je využit k rozsvícení LED SK a může být použit i pro další spínací funkce.

Dobou nabíjení C₇ je dáno zpožděné sepnutí a je asi 150 ms a při vypadku signálu BK je jím dáno zpožděné odpojení, které je asi 750 ms. Pomocí těchto zpoždění je vyhodnocení signálu BK podstatně spolehlivější, takže jednotlivé chybné impulsy neovlivňují spínací funkce. Bohužel je i rychlost automatického ladění poněkud menší. Zde dané doby zpoždění jsou optimálním kompromisem.

Signál DK o kmitočtu 125 Hz, který je při příjmu dopravního rozhlasu také na vývodu 9 IO₁, je přes R₁₆ veden na pásmovou propust C₁₄C₁₃R₁₉R₁₈R₁₇ (mezi vývody 14 a 15 IO₁). Odfiltrovaný signál DK je přiveden do prvního Schmittova klopného obvodu a na proudový spínač s integračním kondenzátorem C₁₅. Z výstupu spínače je signál DK veden do druhého Schmittova klopného obvodu a přes zesilovač s otevřeným kolektorem na vývod 2 IO₁, odkud je možné, přes výkonový spínač, zastavit magnetofon nebo blokovat nf signál z přijímače. Rezistorem R₂₀ se nastavují proudy spínačů signálů BK a DK; na jeho odporu je závislá doba spínání a vypínání.

Časová konstanta signálu BK je R₂₀C₇ a signálu DK R₂₀C₁₅. Napájení je přivedeno na vývod 7 IO₁ přes filtrační člen R₁C₁. Pro pásmové propusti je tolerance kondenzátorů 5 % a rezistorů 1 %. Pak pro nastavení IO₁ je zapotřebí naladit L₁ na 57 kHz a R₁₇ nastavit signál DK na 125 Hz. Obvody se nastavují na maximální výstupní napětí na vývodu 9 (SK) a 15 (DK) IO₁ při vstupním napětí SK asi 3 mV.

Přítomnost signálů SK a DK se vyhodnocuje v IO₂, TDA1589, který přes výkonový spínač odpojuje nebo připojuje magnetofon a rozhlasový přijímač, generuje varovný tón a umlčuje přijímač, chceme-li sledovat jen zprávy dopravního rozhlasu. IO₂ je sestaven z těchto funkčních bloků: stabilizátor napětí, tři hradla NAND, oscilátor, časová základna, obvod řízení hlasitosti a varovného tónu, obvod řídicí, uvolňovací a logiky DK a klopný obvod DK.

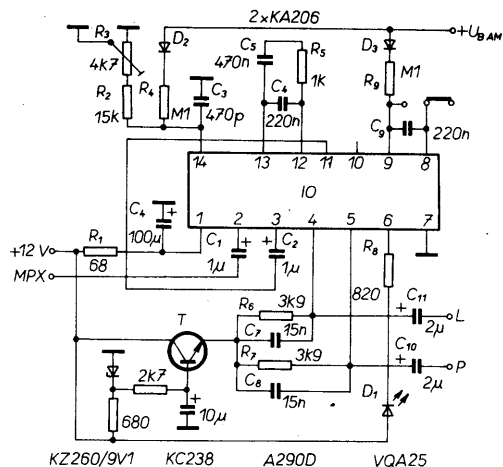
Automatické vyhodnocení signálů BK, SK a DK je možné jen při naladění vysílače FM, vysílajícího v systému ARI. Pokud požaduje-

me dopravní informace, musí být na vývodu 16 a 2 IO₂ úroveň L. Vývod 16 je připojen na napájecí napětí dílu AM, které je při příjmu FM odpojeno a vývod 2 je připojen na vstup volby rozsahu, který se při FM uzemňuje. Uzemněním vývodu 1 IO₂ se překlápí klopný obvod DK do pohotovostního stavu pro příjem signálu DK a tento stav je indikován LED připojenou na vývod 3 IO₂. Pokud bude na vývodu 2 IO₂ úroveň H, budou vysílače bez ARI umlčeny úrovní H z vývodu 7 IO₂. Napětím z tohoto vývodu ovládáme tranzistor, kterým překlenujeme rezistor v dolním konci potenciometru, nebo jeho kolektor připojíme na běžec potenciometru. Při úrovni L na vývodu 7 IO₂ se tento tranzistor uzavře a „odzemní“ nf signál, takže zprávy dopravního rozhlasu posloucháme v předem nastavené úrovni hlasitosti.

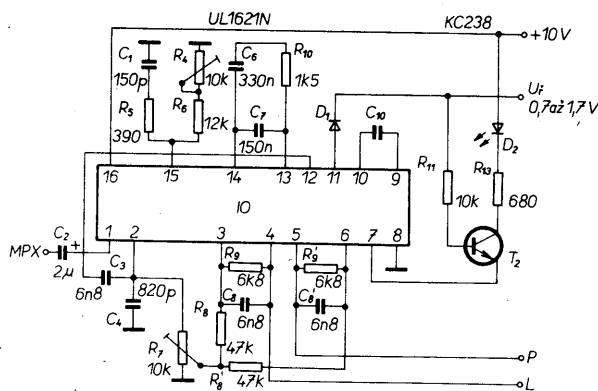
Vývod 15 IO₂ je připojen na napájecí napětí motorku magnetofonu. Pokud motor běží, je na něm úroveň H. Přes tento vstup nejsou ovlivňovány jednotlivé funkce. Vstup na vývodu 17 IO₂ kontroluje přítomnost signálu BK, který je indikován úrovní H. Pokud bude na vstupech 16 a 2 IO₂ úroveň L, zastaví přes výstup 5 IO₂ a výkonový spínač motor magnetofonu a propojí se přijímač FM na nf zesilovač. Pokud by však chyběl signál BK, po 25 s se z reproduktoru ozve varovný tón. Aby se tento tón ozval ve správný okamžik, je nutné, aby na vstupech 17 (BK) a 18 (DK) IO₂ byla úroveň H. Logika DK bude vyražena z funkce, když na některém z vývodů 1, 2, 15 a 16 IO₂ bude úroveň H. Pokud při příjmu dopravního rozhlasu bude chybět signál BK, tj. když na vývodu 17 IO₂ bude úroveň L, pak po 25 s se na vývodu 13 a 14 objeví úroveň L, kterou se spustí obvod automatického ladění a přes vstup 14 IO₂ se otevře v pěti skocích elektronický potenciometr varovného tónu v IO₂, takže během 20 s se změní hlasitost varovného tónu z -20 dB na 0 dB. Varovný tón je k dispozici na vývodu 12 IO₂. Kmitočet varovného tónu je asi 600 Hz s délkou periody tónu 80 ms a mezerou 560 ms. Pokud se na vstupu 17 IO₂ objeví znovu úroveň H, bude varovný tón umlčen. Varovný tón můžeme umlčet i úrovní H na vývodu 2 a 16 IO₂. Vnitřní časová základna je nastarována při ztrátě signálu delší než 1 s.

Stereofonní dekodér

Posledním funkčním obvodem stereofonní části FM přijímače je stereofonní dekodér. Pro autopřijímače jsou vhodné IO A290D, A4510D a UL1621N. Na obr. 82 je stereofonní dekodér s A290D. Vnitřní, napěťové řízení oscilátoru - VCO, jehož kmitočet 76 kHz je určen C₃R₂R₃, je synchronizován pilotním signálem 19 kHz, přivedeným přes C₁ na vstup IO. Dekódovaný signál je na vývo-



Obr. 82. Zapojení stereofonního dekodéru v přijímači A300 (NDR)



Obr. 84. Zapojení stereofonního dekodéru s UL1621N

Přepínače

dech 4 a 5 IO. Články R_6C_7 v levém kanále a R_7C_8 v pravém kanále jsou obvody deefáze s časovou konstantou 50 μs . Pro indikaci „stereo“ slouží LED D_1 . Při příjmu AM bude vnitřní VCO přes R_4D_2 zablokován. Stereofonní dekodér je napájen do vývodu 1 přes filtrační člen C_4R_1 přímo z autobaterie a pouze výstupní stupně pracují se stabilizovaným napětím 9,1 V, takže pro stabilizátor napětí lze použít i tranzistor s malým výkonem. Stereofonní dekodér je schopen pracovat v rozsahu napětí 10,8 až 14,4 V.

Na obr. 83 je stereofonní dekodér s IO A4510D. Signál MPX je přes R_3C_2 přiveden na vstup IO. Kondenzátorem C_3 jsou potlačeny zbytky mf signálu. Pomocí C_{13} a R_8 je korigována amplituda a fáze signálu MPX. Z výstupu předzesilovače (vývod 14) je signál přes vývod 12 veden do demodulátoru, přes vývod 11 do matice a přes C_9 do fázového komparátoru 1 a 2. Kondenzátor C_8 tvoří dolní propust pro fázový komparátor 2 a C_{10} pro fázový komparátor 1, z kterého je řízen vnitřní VCO, jehož kmitočet 228 kHz je nastaven $C_{11}R_5R_6$. Z výstupu druhého komparátoru je buzení indikátorový zesilovač „stereo“, na jehož výstup je přes R_1 připojena LED D_1 . Napájecí napětí je přes R_2 přivedeno na vývod 17 IO a filtrováno C_1 . Obvod má regulaci šířky báze řízenou napětím pro indikátor síly pole v mf zesilovači, které je filtrováno C_{12} . Z vývodu 10 IO je signál pravého kanálu veden přes C_5 do nf zesilovače. Podobně z vývodu 9 IO je nf signál levého kanálu přes C_6 veden do nf zesilovače. Kondenzátory C_4 a C_7 jsou kondenzátory deefáze, jejíž rezistory 1,5 k Ω jsou součástí IO.

Napájecí napětí musí být blokováno co nejblíže IO. Součástky VCO na vývodu

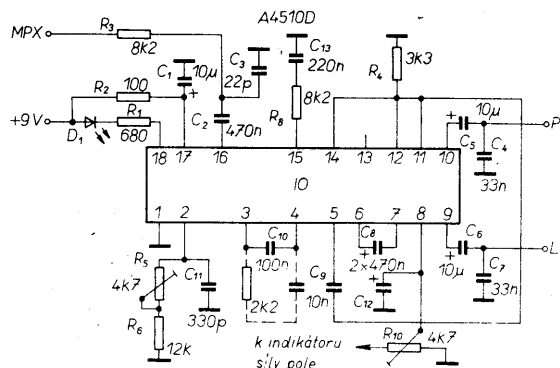
2 musí mít co nejmenší teplotní koeficient. Kondenzátor C_9 má mít co nejmenší toleranci. Kapacitu kondenzátoru C_{10} bychom měli dodržet. C_8 nemá podstatný vliv na vlastnosti stereofonního dekodéru.

Podobně pracuje i obvod UL1621N, jehož zapojení je na obr. 84. Vstupní signál MPX je přes C_2 přiveden na vstup předzesilovače v IO. Z jeho výstupu (vývod 2) je signál přes C_3 veden na vstup detektoru fáze, detektoru pilotního signálu a dekodéru signálu MPX. Na výstup předzesilovače je přes R_8R_9 a R_7 zavedena část výstupních napětí, kterou jsou dodatečně kompenzovány přeslechy. Kondenzátorem C_4 jsou odfiltrovány případné zbytky mf signálu a tak zlepšena stabilita zapojení. Mezi výstupy zesilovačů za dekodérem MPX (vývod 4, 5, 6, 3) jsou zapojeny pracovní rezistory R_9R_9 , které spolu s C_8C_8 tvoří obvod deefáze. Na detektor pilotního signálu je připojena dolní propust s C_{10} a Schmittův klopný obvod se stereofonním spínačem, na jehož výstup je připojen T_2 , kterým je spínána LED D_2 pro indikaci „stereo“. Napětím přivedeným na vývod 11 IO je možné v závislosti na síle pole signálu řídit přeslechy mezi kanály. Na výstup detektoru fáze je připojena dolní propust $C_6C_7R_{10}$ a za ní stejnosměrný zesilovač, který řídí VCO v IO, jehož kmitočet 228 kHz je nastaven obvodem $R_5R_6R_4C_1$. Trimrem R_4 se nastavují základní přeslechy mezi kanály. Zisk dekodéru můžeme měnit v rozsahu 0 až 6 dB změnou R_9R_9 při současně změně C_8C_8 , tak aby zůstala zachována časová konstanta deefáze. R_8R_8 jsou použity ke korekci klidového výstupního napětí. Uzemněním vývodu 9 se vyřadí z činnosti VCO. Činnost a kmitočet signálu 19 kHz lze kontrolovat na vývodu 11 IO.

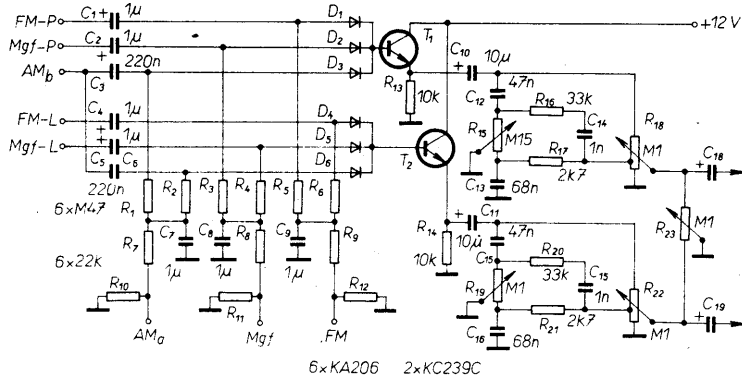
Signály z části AM a dílu FM, případně z jiných zdrojů nf signálu, je nutné nějakým způsobem navázat na nf zesilovač. K tomu účelu lze použít buď mechanický nebo elektronický přepínač vstupních signálů. Zapojení jednoho typu elektronického přepínače s diodami je na obr. 85. Tak např. při příjmu vysíláče VKV se nf signál ze stereofonního dekodéru přivede na vstup FM-P a FM-L a přes C_1 a C_4 na D_1 a D_4 , které se sepnou napětím přivedeným na vývod FM přes $R_5R_6R_9$. Rezistory $R_{10}R_{11}R_{12}$ ošetřují jednotlivé vstupy a zabraňují „lupání“ při přepínání. Proudem tekoucím přes D_1 se otevře T_1 a proudem přes D_4 se otevře T_2 . Napětím na bázích obou tranzistorů se uzavřou zbývající diody. Podobně po připojení napětí na vývod Mgf se otevřou D_2D_5 a nf signál z kazetového magnetofonu je přes Mgf-P a Mgf-L přiveden na emitorový sledovač T_1 a T_2 . Napětím na jejich bázích se uzavírají zbývající diody. Při příjmu AM se napětím na vývodu AM_a sepnou D_3D_6 a nf signál ze vstupu AM_b je propuštěn na výstup diodového spínače. Ostatní diody jsou v nevodivém stavu.

Z výstupu T_1 je signál veden přes C_{10} na tónovou clonu $R_{15}R_{16}R_{17}C_{12}C_{13}C_{14}$ a současně na regulátor hlasitosti R_{18} . Na výstupu regulátoru hlasitosti je mezi oba výstupy zapojen regulátor vyvážení. Přes $C_{18}C_{19}$ je signál veden do nf výkonového zesilovače.

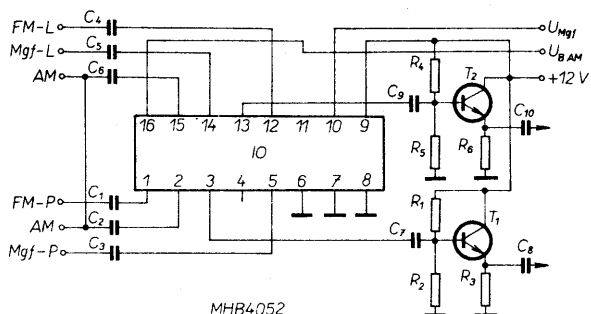
IO CMOS vzhledem ke svým vlastnostem umožňují elektronický přepínač zjednodušit. Zapojení elektronického přepínače s MHB4052 je na obr. 86. V IO MHB4052 jsou dva čtyřvstupové analogové multiplexery, které jsou spínány napětím U_{Mgf} nebo U_{BAM} přivedeným z kazetového magnetofonu nebo části AM. Je-li na obou těchto vstavech úroveň L, je trvale připojen signál



Obr. 83. Zapojení stereofonního dekodéru s A4510D



Obr. 85. Zapojení elektronického přepínače s regulací



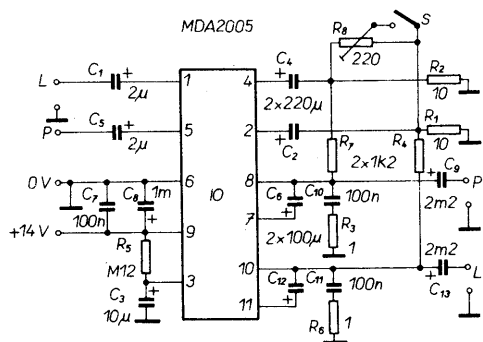
Obr. 86. Zapojení elektronického přepínače s MHB4052

ze stereofonního dekodéru. Z výstupu IO (vývody 3 a 13) je signál přes emitorové sledovače T_1, T_2 veden do nf výkonového zesilovače přes regulátor hlasitosti.

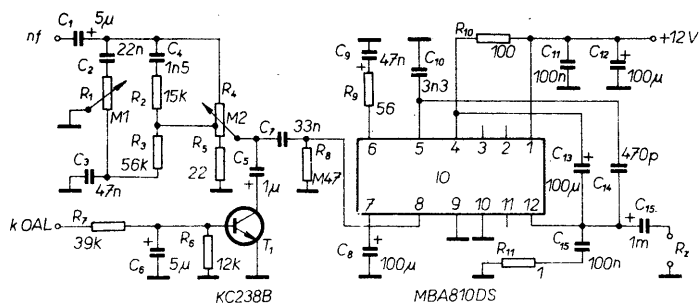
Nf zesilovače

Zapojení nf zesilovače, vhodného pro autopřijímač, je na obr. 87. Vstupní nf signál je přes C_1 přiveden na tónovou clonu C_2, C_3, R_1 a současně na fyziologický regulátor hlasitosti $C_3, C_4, R_2, R_3, R_4, R_5$ a z jeho výstupu přes C_7 na vstup nf zesilovače s MBA810DS, jehož zapojení je obvyklé. Transistor T_1 pracuje jako umlčovač nf signálu. Přivedeme-li na R_7 ss napětí asi 8 V, T_1 sepně a přes C_5 je signál sveden k zemi. Aby náběh hlasitosti byl plynulý, je do báze T_1 zapojen R_6, C_6 , který určuje dobu zavírání T_1 po odpojení ss napětí z R_7 .

Na obr. 88 je stereofonní nf výkonový zesilovač s připravovaným IO MDA2005, který lze nahradit IO A2005V (A2000V) z NDR. Vstupní nf signál levého kanálu je přes C_1 přiveden na vstup jednoho zesilovače a pravého kanálu přes C_5 na vstup druhého nf zesilovače. Výstupní signál levého kanálu je z vývodu 10 veden přes C_{13} na výstup L a z vývodu 8 přes C_9 na výstup pravého kanálu. Doporučená nejmenší zatěžovací impedance R_Z je 2 Ω . C_{10}, R_3 a C_{11}, R_6 zabraňují rozkmitání zesilovače na vf. Kondenzátory C_6 a C_{12} vytvářejí vazbu bootstrap pro nízké kmitočty. Přes C_2 a C_4 je část výstupního napětí přivedena na druhé vstupy vstupních diferenčních zesilovačů. Zisk zesilovače je dán poměrem $R_7:R_2$ ($R_4:R_1$). Napájecí napětí je přivedeno na vývod 9 přes R_5 na vývod 3, kde je blokováno C_3 . Uzemněním vývodu 3 se zesilovač převede do provozu „stand-by“. Napájecí napětí je nutné co nejblíže IO blokovat C_7, C_8 . Výstupní výkon při zkreslení 1 % a napájecím napětí



Obr. 88. Zapojení nf stereofonního zesilovače s MDA2005 (A2005)



Obr. 87. Zapojení nf zesilovače s MBA810DS

14 V je 2 \times 8 W. Rezistorem R_8 lze regulovat šířku stereofonní báze – regulátor nemusí být vyveden na přední panel, neboť ho lze pro daný prostor nastavit jednou provždy. Sepnutím S lze tento obvod zapojit.

Na obr. 89 je deska s plošnými spoji a rozmístění součástek z obr. 88.

Seznam součástek pro nf zesilovač z obr. 88

Rezistory (TR 212)

R_1, R_2	10 Ω
R_3, R_6	2 \times 2,2 Ω
R_4, R_7	1,2 k Ω
R_5	120 k Ω
R_8	TP 009, 220 Ω

Kondenzátory

C_1, C_5	TE 986, 2 μ F
C_2, C_4, C_6, C_{12}	TF 009, 100 μ F
C_3	TE 003, 10 μ F
C_8, C_9, C_{13}	TF 008, 1 mF
C_{10}, C_{11}, C_7	TK 783, 100 nF

Integrovaný obvod

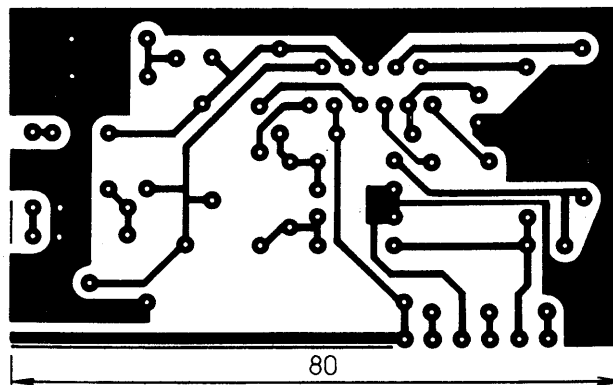
IO	MDA2005, A2005V, A2000V
----	-------------------------

Budeme-li požadovat výkon kolem 20 W, musíme použít zapojení podle obr. 90. Vstu-

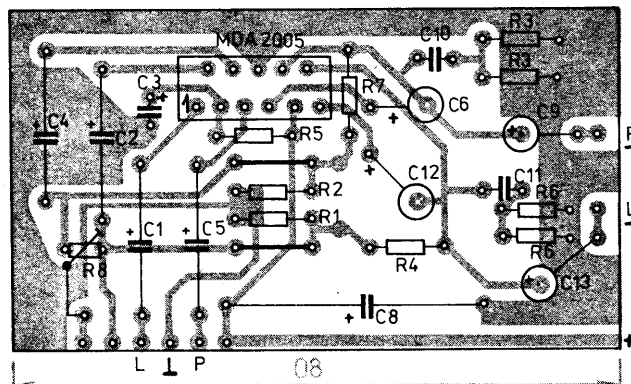
py druhých nf zesilovačů v IO jsou uzemněny střídavě přes C_2 a C_{22} a výstupní signál z jednoho zesilovače je do druhého zesilovače v IO přiveden přes R_5 a R_{13} . Funkce ostatních součástek zůstávají shodné s předchozím zapojením. Šířku stereofonní báze lze regulovat trimrem R_8 při sepnutém S_1 .

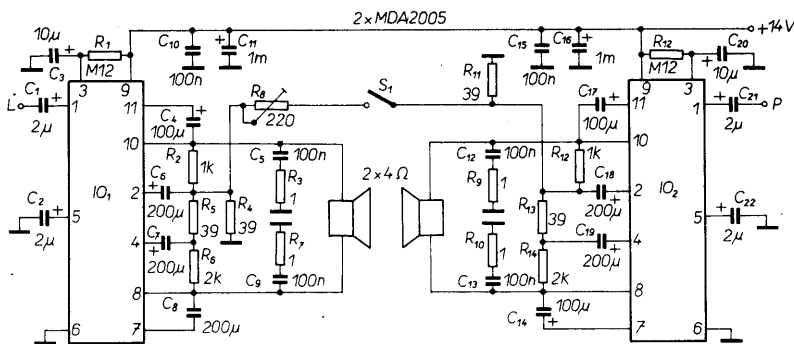
Ovládání přijímače

Celý přijímač je nutné nějakým způsobem ovládat, buď mechanicky nebo elektricky. Při mechanickém ovládání ovládací prvky zabírají spoustu místa jak na předním panelu, tak i uvnitř přijímače. Proto je výhodné použít ovládání elektrické. Příklad zapojení jednoho takového ovládače s IO SAS560 a SAS570 je na obr. 91. IO₁ jsou spínány AM, FM a magnetofon. Při stisknutí tlačítka AM se diodou D_8 indikuje sepnutí, přes D_5 je přivedeno napájecí napětí do dílu AM (na vývodu U_{BAM}), sepnou se diody v diodovém nf přepínači přes vývod AM a přes D_{25} se sepnou tranzistor u obvodu stupnice na obr. 93. Přes R_{10}, D_{13} se připojí ladící potenciometr R_{12} . Z jeho běžce je přes D_{19} vedeno ladící napětí na varikapy v dílu AM. Podobně při



Obr. 89. Deska s plošnými spoji zesilovače z obr. 88 (deska X215). C_7 zapojen ze strany spojů na vývody IO





Obr. 90. Zapojení stereofonního zesilovače s MDA2005 (A2005V) v můstkovém provedení s regulací šířky báze

stisknutí tlačítka FM se sepnutý rozsah indikuje diodou D_7 a přes D_1, D_2, D_4 je přivedeno napájecí napětí z bodu U_{BFM} do dílu FM, přes vývod FM se sepnou diody v nf elektrickém přepínači a přes D_{26} se sepnou T_2 na obr. 93. Přes D_{12} se připojí 30 V na ladící potenciometr R_{12} . Diody $D_{15}, D_{16}, D_{30}, D_{31}$ a $R_9, R_{11}, R_{27}, R_{28}$ jsou součástí obvodu ADK. Řízení je zabezpečeno z vývodu 5 IO A225D přes tranzistor T_1 a D_{32} . Velikost a polarita řídicího proudu jsou závislé na odchylce kmitočtu oscilátoru od kmitočtu jmenovitého. Podle velikosti a směru odchylky je tento proud menší nebo větší a úbytkem proudu na jednom z $R_9, R_{11}, R_{27}, R_{28}$ je měněno ladící napětí pro

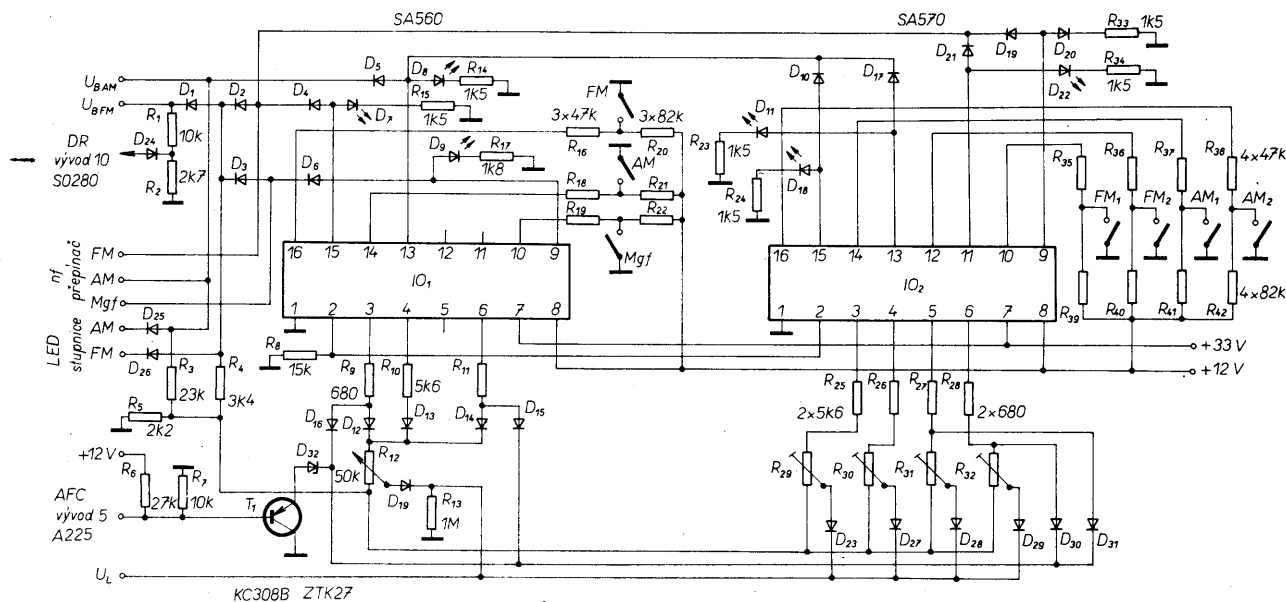
vstupní jednotku VKV. Přes vývod DR je řízen oscilátor 57 kHz v SO280.

IO_2 na obr. 91 je určen pro ovládání dvou předvoleb na AM a dvou na rozsahu FM. Předvolené vysíláče se nastavují potenciometry $R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}$. Současné přes D_{10}, D_{17} je přiváděno napájecí napětí do části AM a přes D_{19}, D_{21} do dílu FM.

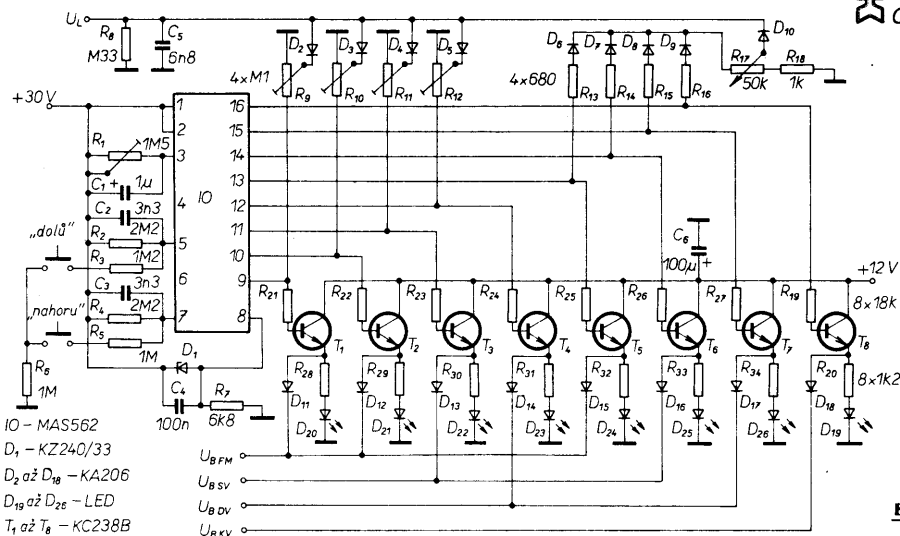
Jiný typ elektronického ovládání je na obr. 92. Pro spínání rozsahů DV, SV, KV a VKV a čtyř předvoleb je použit MAS562. Výhodou tohoto obvodu je, že pro přepínání jsou zapotřebí jen dvě tlačítka – „nahoru“ a „dolů“. Doba přepnutí z jednoho rozsahu na druhý je dána časovou konstantou $R_1 C_1$.

Výhodou tohoto přepínače je, že ovládací prvky nezabírají užitečný prostor na předním panelu. Napájecí napětí pro díl FM je odebráno z emitorů T_1, T_2, T_5 . V daném zapojení jsou první dvě polohy přepínače využity pro předvolbu vysíláče VKV, třetí poloha pro předvolbu vysíláče SV, čtvrtá poloha pro předvolbu vysíláče DV, pátá poloha pro rozsah VKV, šestá poloha pro rozsah SV, sedmá pro rozsah DV a osmá pro rozsah KV. Spínací napětí pro spínací diody v části AM je při SV odebráno z emitoru T_6 , při DV z emitoru T_7 a při KV z emitoru T_8 . Ladící napětí při předvolbách je snímáno z běžců potenciometrů přes D_2, D_3, D_4, D_5 . Při přepnutí do zbývajících poloh se napětí 30 V z výstupu IO přivádí přes $R_{13}, D_6, R_{14}, D_7, R_{15}, D_8$ a R_{16}, D_9 na ladící potenciometr R_{17} a z jeho běžce přes D_{10} na varikapu v dílu AM a FM. Jednotlivé polohy jsou indikovány LED. Diody D_{11} až D_{18} slouží ke ss oddělení. Stejný účel mají diody D_2 až D_{10} na straně ladícího napětí.

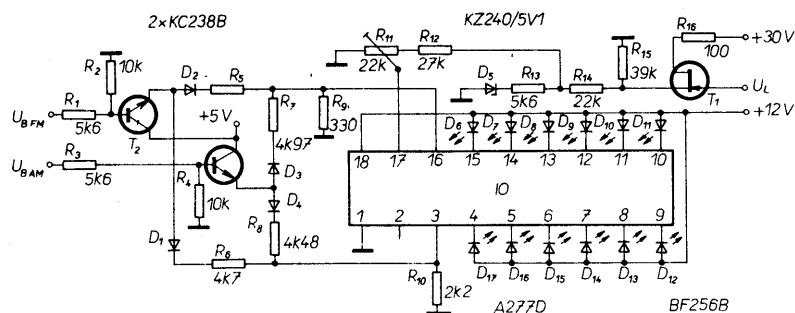
Pro indikaci naladěného vysíláče slouží stupnice, mechanická nebo LED nebo u moderních přijímačů digitální s displejem LCD. Na obr. 93 je zapojení stupnice s LED. Ladící napětí je přes T_1 přivedeno na vstup A277D. Tranzistorem FET je zajištěno, že nebude zatěžován obvod ladícího napětí. Vzhledem k tomu, že rozsah ladícího napětí je při AM a FM různý, je nutné přepínat referenční napětí tranzistory T_2, T_3 . Diody D_1 až D_4 jsou univerzální křemikové diody. Spínací napětí U_{BFM} a U_{BAM} jsou odebrána z příslušných vývodů v obr. 91 nebo jsou shodná s napájecími napětími dílu AF a FM.



Obr. 91. Zapojení elektronického ovládání s SAS560 a SAS570



Obr. 92. Zapojení elektronického ovládání s MAS562



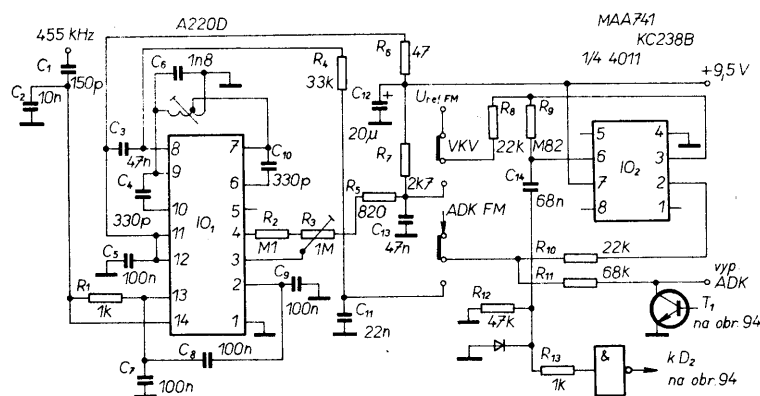
Obr. 93. Zapojení stupnice LED

Automatické ladění

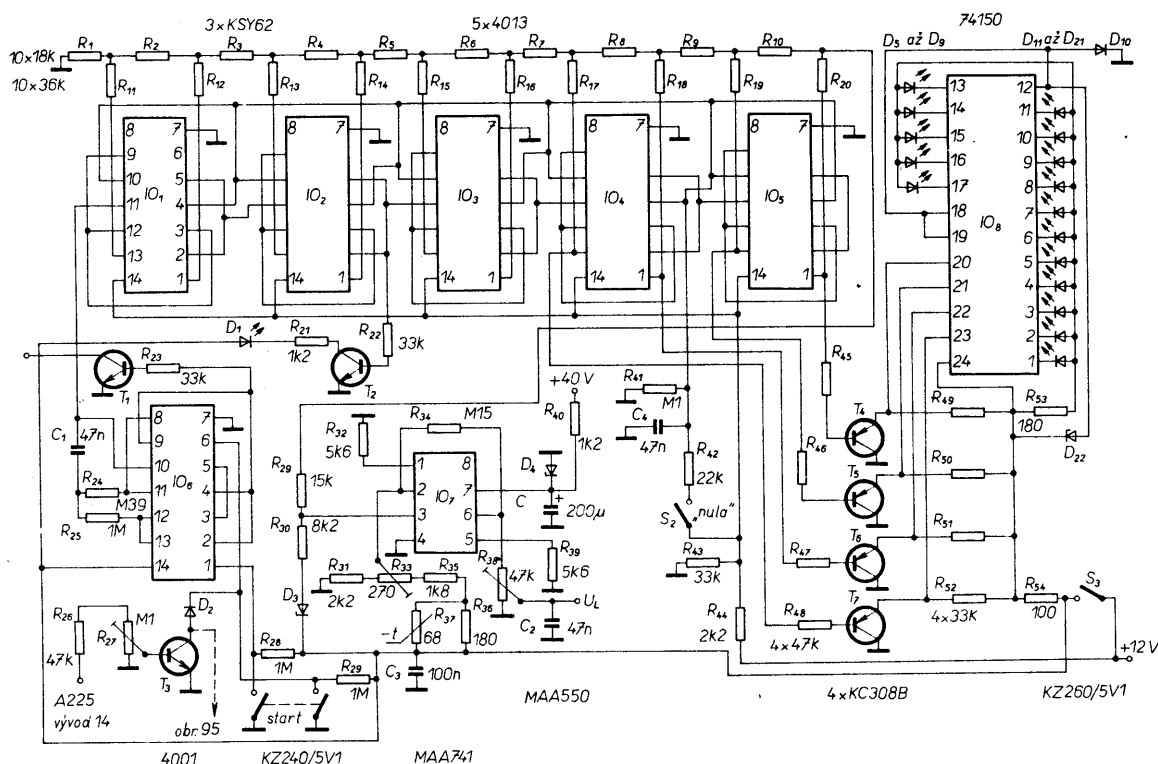
Velmi výhodným obvodem u autopřijímačů je obvod automatického ladění (OAL). Zapojení jednoho obvodu OAL je na obr. 94. Obvod ladí jen směrem od nejnižších k nejvyšším kmitočtům a umožňuje zapamatování poslední naladěné stanice. Základem obvodu je 10bitový čítač, který má na výstupu odporovou matici R-2R, představující číslicové analogový převodník. Čítač převodníku je sestaven z klopných obvodů J-K CMOS, takže celý OAL má velmi malou spotřebu. Čítač je řízen generátorem pravouhlých impulsů (ze dvou hradel v IO₆). Generátor je spouštěn a blokován monostabilním klopným obvodem ze dvou hradel IO₆. Kmitočet generátoru je asi 25 kHz. Monostabilní klopný obvod je nastaven pro spuštění tlačítkem START a zpět překlopen signálem STOP, přivedeným přes D₂. K překlopení do stavu STOP lze při použití IO A225D využít vývodu 14. Základní citlivost je nastavena R₂₇.

Při použití jiných IO se na D₂ přivede signál z obvodu na obr. 95. IO₁ je zapojen jako detektor FM pro získání S-křivky na rozsazích AM. Mf signál 455 kHz je odebrán ze vstupu AM mf zesilovače a po omezení a detekci je signál přiveden na komparátor

IO₂, z jehož výstupu je řízen invertor. Při příjmu FM je tento obvod odpojen a na vstup komparátoru je přiveden signál z mf zesilovače FM. Protože IO₂ má nesymetrické napájení, je nutné na jeho druhý vstup přivést referenční napětí, které je stejné jako středové napětí S-křivky. Funkce OAL je indikována D₁, spinanou T₂ z výstupu čtvrtého bitu čítače (IO₁ až IO₅, obr. 94).



Obr. 95. Detektor omezeného signálu AM k získání S-křivky



Obr. 94. Zapojení obvodu automatického ladění s CMOS

1024 stupních od 2 V do 27 V. Ke vzniku tohoto napětí je použit číslicový analogový převodník, sestavený z 10bitového čítače a odporové matice R-2R. Dvě hradla v IO₅ tvoří generátor taktu (hodin) pro čítače IO₆IO₇IO₈ (MHB4029). V IO₈ jsou využity jen první dva stupně čítače MHB4029. Pokud bychom chtěli rozšířit čítač na 12 bitů, bylo by nutné přidat do odporové matice další rezistory a všechny rezistory v matici by musely mít toleranci 0,1 %. Na výstupy čítačů je zapojena odporová matice, takže na vstupu IO₉ bude schodovitě napětí, které je převedeno na ss ladicí napětí IO₉. Diodou D₂ a rezistorem R₆₉ je „urychleno“ schodovité napětí, takže je linearizován průběh stupnice u vyšších kmitočtů.

Pro řízení OAL je použit klopný obvod START-STOP, který pracuje při dvou stavech. Při „hledání“ se připojí generátor taktu v IO₃ a IO₄ a na výstupu IO₉ se začne napětí zvětšovat (nebo zmenšovat podle zvoleného směru). Na emitoru T₁ se objeví napětí asi 8 V, kterým je ovládán obvod ADK v mf zesilovači a umlčovač v nf zesilovači (na obrázku nejsou tyto obvody zakresleny). Při „příjmu“ je generátor taktu uzavřen úrovní L na jednom vstupu v IO₃ a ladicí napětí bude rovné poslední dosaženému. Napětí na emitoru T₁ se zmenší na nulu, zapne se obvod ADK a odpojí se umlčovač.

Klopný obvod START-STOP je přepínán úrovními nebo hranami impulsů na jeho vstupech. Po sepnutí S₁ nebo S₂ se na výstupu klopného obvodu v IO₄ změní jeho stav a spustí generátor taktu v IO₃IO₄. Po sepnutí S₁ bude na vstupu klopného obvodu úroveň L a na jeho výstupu úroveň H, kterou je určen směr čítání čítače IO₆IO₇IO₈

(„vpřed“). Současně je tato úroveň přenesena na generátor taktu přes hradla v IO₃ a generátor začne kmitat, jeho impulsy počítá čítač a na výstupu IO₉ se začne ladicí napětí zvětšovat. Sepne-li se S₂, na výstupu klopného obvodu v IO₄ bude úroveň L, čítač počítá vzad a napětí na výstupu IO₉ se začne zmenšovat. Pokud na výstupu hradla v IO₅ bude úroveň L, generátor taktu otevře T₁, kterým je ovládán umlčovač a obvod ADK.

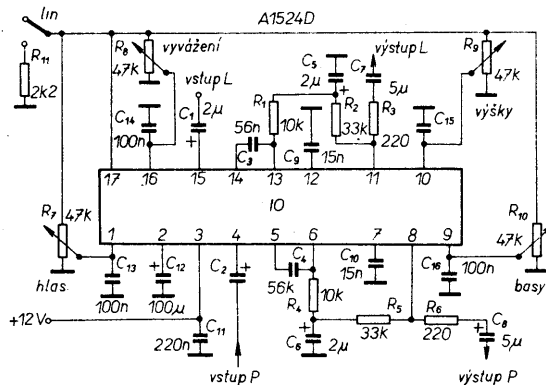
Obvodem C₄R₁₉R₂₀ je zpožděno nulování klopného obvodu v IO₅. Během hledání je výstup IO₁ na úrovni H, pokud detektor FM dodává šum. Při přítomnosti signálu z S-křivky se na výstupu IO₁ změní úroveň na L a při průchodu S-křivky nulou na H. Při ladění směrem vpřed je jako komparátor, vysílající povel STOP, použit jeden OZ v IO₂ a při ladění vzad jeden OZ z IO₁, a jeden z IO₂. Jako zdroj referenčního napětí je

použit druhý OZ v IO₂. Pokud na vývodech 1 a 2 IO₅ bude úroveň L, bude klopný obvod v IO₅ po dobu 6 s překlopen a generátor taktu bude kmitat. Na vývod 1 a 2 IO₅ lze připojit výstup S-metru. Na výstup IO₉ je připojen obvod pro vyklíčování pásma VKV. Ladicí napětí je přes D₅ vedeno do části AM (U_{LAM}).

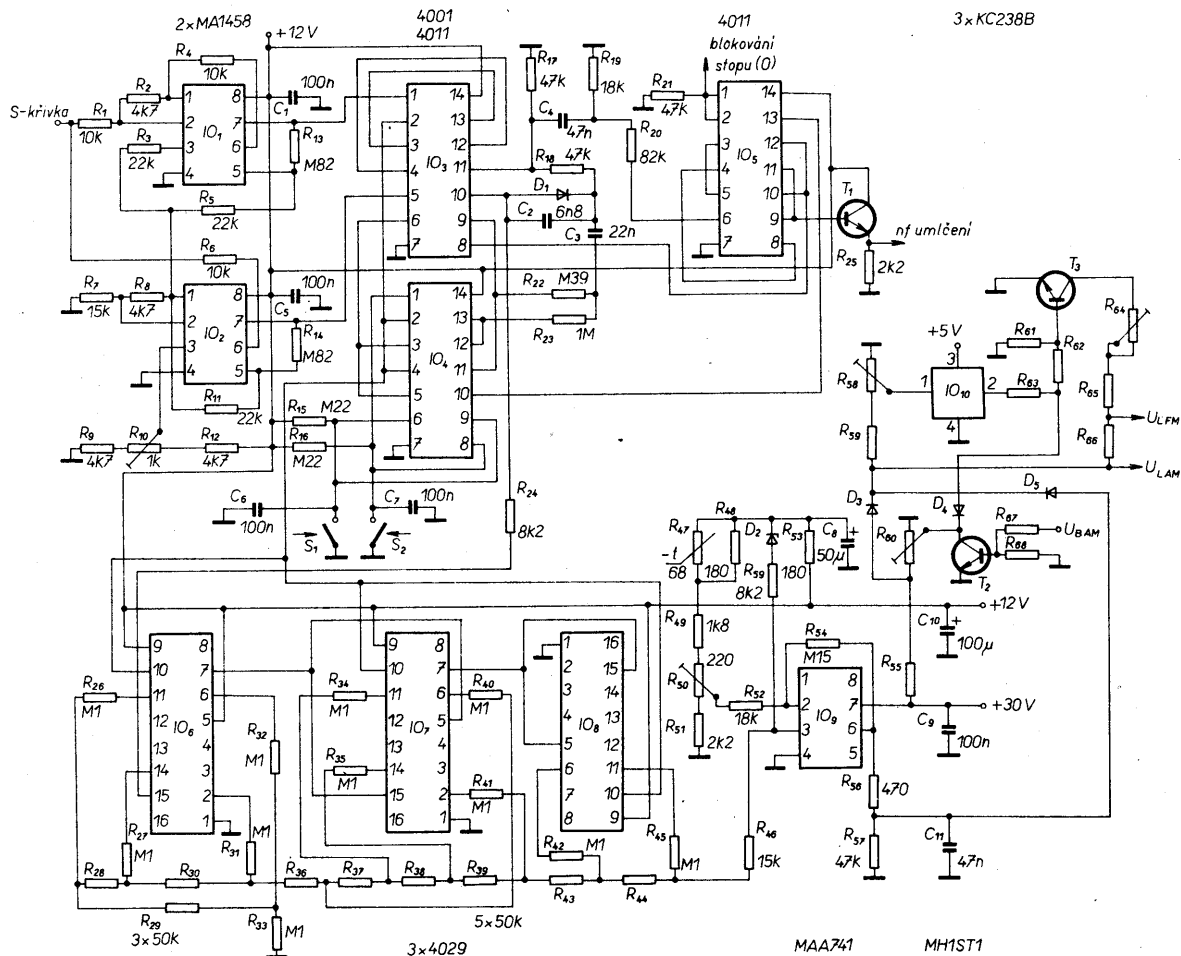
Při AM se napájecím napětím U_{BAM} z AM dílu přes D₄T₂ obvod vyklíčování vyřazuje z činnosti. Při příjmu FM je ladicí napětí vedeno přes R₅₉R₅₈ na klopný obvod IO₁₀ (MH1ST1), kterým je řízen T₃. Po jeho sepnutí se uzemní R₆₄ a „posune se“ ladicí napětí U_{LFM} pro jednotku VKV.

Předzesilovač

Na obr. 97 je zapojení stereofonního předzesilovače s A1524D. Vstupní signál je přes



Obr. 97. Elektronické korekce s A1524D (zem je na vývodu 18)



Obr. 96. Oboustranně laditelný obvod samostatného ladění

C₁ přiveden do zesilovače pro řízení hlasitosti a dále do korektoru hloubek a výšek. Průběh hloubek lze měnit změnou C₃ a průběh výšek změnou C₉. Pro zlepšení stability obvodu je z vývodu 11 na vývod 13 IO zavedena stejnosměrná vazba R₁R₂C₅. Fyziologický průběh regulátoru hlasitosti lze vypnout spínačem (lin.) na vývodu 17 IO, kam je vyveden i vnitřní stabilizátor napětí, z něhož jsou napájeny potenciometry pro regulaci hlasitosti, výšek, hloubek a vyvážení. Proud do vývodů 1, 9, 10 a 16 IO je maximálně 5 μA a maximální napětí na těchto vývodech je U_B/2. Vstupní minimální odpor následujícího zesilovače je 4,7 kΩ. Při plné hlasitosti je zisk IO 20 dB a rozsah regulace hlasitosti je 100 dB. Rozsah regulace výšek a hloubek je ±15 dB a regulace vyvážení -40 dB. Oddělení kanálů je 60 dB a potlačení brumu 50 dB. Rušivé napětí na výstupu je 100 μV při zisku 0 dB. Tímto IO můžeme nahradit velmi výhodně ovládací prvky na obr. 85.

Napájení

Důležitým funkčním blokem je i obvod napájení. Zapojení napájecího obvodu je na obr. 98. Z autobaterie je napájecí napětí vedeno přes pojistku na vf filtrační tlumivku L₁, kterou se odfiltrují všechny složky rušení. Z ní je napětí vedeno na filtrační článek C₁C₂L₂ a vyhlazovací kondenzátor C₃. Tento člen dále zamezuje pronikání rušení po přívodu napájecího napětí. Za C₃ je zapojen spínač a stabilizátor napětí IO₁. Vzhledem k tomu, že není k dispozici stabilizátor na dané výstupní napětí, bylo použito zapojení IO, u něhož není vývod 2 uzemněn a výstupní napětí se nastavuje R₁. V zapojení je nutné při upevnění na chladič (šasi) použít izolační podložku. Z výstupu stabilizátoru jsou napájeny všechny obvody a měnič napětí pro ladění varikapů. Tlumivka L₄ spolu s C₈ zabraňuje zpětnému pronikání rušení z měniče do napájecích vodičů přijímače. Měnič je zapojen jako blokovací oscilátor, jehož kmitočet je asi 30 kHz (je určen L₆C₁₀). Po usměrnění napětí oscilátoru diodou D₂ je stejnosměrné napětí vedeno přes R₄ na stabilizátor D₃ a dodatečně filtrováno C₁₁. Je-li potřebné napájet i motor pro vysouvání autoantény po zapnutí přijímače, je třeba rušení z motoru potlačit tlumivkou L₃ a filtrovat C₄.

Na obr. 99 je zapojení měniče s tranzistorem n-p-n; pracujícím jako blokovací oscilátor. Transformátor je navinut na miniaturním jádru 7 × 7 mm. Z kolektoru je střídavé napětí vedeno na D₁, je usměrněno, vyfiltrováno C₄C₅R₆ a stabilizováno IO MAA550, který současně chrání T₁ před nežádoucími špičkami napětí. Kondenzátorem C₇ se prodlužuje náběžná hrana generovaného střídavého napětí, aby se zmenšil vliv rušení. Celý měnič je třeba vestavět do krytu, neboť v rušení z něj se přenáší zejména do rozsahů AM.

Odrůšení automobilu

Rušení se do autopřijímače může dostávat jednak z rozvodu napětí v autě, jednak z vf signálů vně auta. Mezi hlavní zdroje rušení v automobilu patří jiskření na elektrodách zapalovacích svíček a cívce, na přerušovači, rozdělovači, kartáčích dynamy, stěračů a motorků používaných pro ošťikovače, ventilátor apod. Dalším zdrojem rušení mohou být kontakty regulátoru, diody alternátoru, spínače a vypínače, špatná elektric-

ká spojení, nedokonalá spojení jednotlivých dílů karosérie a výboje elektrostatické elektřiny. V rušení se šíří po karosérii, která pak působí jako vysílací anténa. Každý automobil má již z výroby základní odrůšení I. stupně. Při vestavění autopřijímače je obvykle nutné základní odrůšení doplnit na odrůšení II. stupně.

Při základním odrůšení I. stupně u automobilů s kovovou karosérií se do každého přívodu co nejlépe zařadí rezistor 1 až 5 kΩ, který bývá součástí kabelové odrůšovací koncovky. U několikaválcových motorů s rozdělovačem a zapalovací cívkou se zařadí do přívodu vn napětí od cívky k rozdělovači rezistor 5 kΩ co nejlépe k rozdělovači. Stejně rezistory se mají zapojit do všech přívodů k rozdělovači a bývají obvykle součástí odrůšovacích vložek a spojek. V kmitočtovém pásmu do 1 GHz se na rušení nejvíce podílí neodrušený rozvod ss napětí a proto se v současnosti měděný vodič nahrazuje „uhlíkovým“, který účinně potlačuje v rušení, takže v některých případech je možné odrůšovací rezistory vypustit.

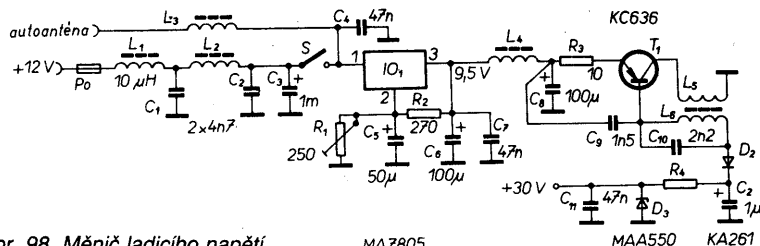
Protože zvláštní odrůšení (tj. např. II. stupně) není povinné pro výrobce automobilu, je nutné po vestavění autopřijímače použít vhodné odrůšovací prostředky. Abychom objektivně vyhodnotili rušení způsobené vlastním automobilem, vyjedeme na volnou silnici, kde je jistota, že v blízkosti není zdroj vnějšího rušení, např. vedení vysokého napětí, trolej železnic apod. Pak sledujeme v rozsahu DV, SV, KV rušení při naladění přijímače mezi dvě stalice a v pásmu VKV při naladění na bok S-křivky. Pokud bude slyšet z reproduktoru rušení, snažíme se lokalizovat jeho zdroj podle těchto příznaků: vypneme-li při velké rychlosti otáčení motoru klíčkem zapalování, rušení jím způsobené okamžitě zmizí. Rušení způsobené zapalováním se v reproduktoru projevuje jako krátké impulsy, jejichž kmitočet je závislý na rychlosti otáčení motoru. Rušení vyvolané dynamem, alternátorem a regulátorem nezmizí okamžitě po vypnutí klíčku, nýbrž trvá až do „doběhnutí“ (setrvačnosti) otáčejících se rotorů (dynamy, motorků). Rušení způsobené alternátorem se projevuje v rozsahu DV a SV jako vysoký hvizdavý tón. Rušení vznikající činností regulátoru se projevuje jako silný nepravidelný praskot (v rytmu rozpojovacího se kontaktu). Postupným zapínáním motorků stěračů větráků, topení, ošťikovačů a přerušovače směrovek zjistíme další zdroje rušení. Rušení elektrostatickým výbojem zkusíme za suchého počasí při rychlosti minimálně 70 km/h na asfaltové nebo betonové silnici. Všechny spotřebiče včetně alternátoru při tom odpojíme a při rozjetém vozidle vypneme několikrát zapalování.

Při odrůšování postupujeme od zdroje největšího rušení (obvykle zapalování) ke zdroji nejmenšího rušení.

Základními prvky zapalování jsou: zapalovací cívka, přerušovač, rozdělovač a zapalovací svíčky. Tranzistorová a tyristorová zapalování se odrůšují stejně jako klasická zapalování. Zdrojem nejsilnějšího rušení jsou zapalovací svíčky, které však musí být odrůšeny již od výrobce. Nejprve proměříme celistvost a odpor kabelů ke svíčkám a jejich koncovek a u stíněných kabelů prověříme spolehlivost kontaktu mezi stíněním a šestihranem. Větší rušení můžeme očekávat při opotřebovaných a špatně nastavených elektrodách svíček. U rozdělovače zkontrolujeme odrůšovací vložky ve všech vývodech, vadně vyměníme a chybějící doplníme. Svorku 15 na zapalovací cívce zablokuje průchodkovým paralelním kondenzátorem 2 μF/100 V. Dále vyměníme zapalovací kabely s kovovým vodičem za kabely s uhlíkovým vodičem. Celkový odpor mezi zapalovací svíčkou a vn vývodem by neměl být větší než 15 kΩ, jinak se zhorší starty za studena. Na VKV zapojíme do vývodu 1 zapalovací cívky průchodkový kondenzátor s kapacitou maximálně 5 nF. Při větší kapacitě kondenzátoru se opalují kontakty přerušovače a zmenší se vn napětí, takže je narušena činnost zapalovací soustavy.

Když nepomohou uvedené opatření, je nutné odstínit celou zapalovací soustavu. Častým zdrojem rušení bývají chyby v instalaci zapalovací soustavy. Velmi obtížné se zjišťují přeskoky v zapalovací cívce nebo její špatné ukostření, pokud je upevněna mimo blok motoru. U některých automobilů je vhodné propojit blok motoru s karosérií měděným pleteným páskem. Pronikání rušení ze zapalování po přívodu napájecího napětí autopřijímače lze omezit tlumivkou zhotovenou z feritového hrníčku o Ø 30 mm, která má asi 280 z drátem o Ø 0,5 mm, a kondenzátorem 500 nF zapojeným paralelně k napájecímu konektoru přijímače.

Pro odrůšení dynamy se na svorku D připojí paralelní nebo průchodkový kondenzátor 0,5 až 4 μF. Pokud je u dynamy kapacita odrůšovacího kondenzátoru uvedena, je ji nutno dodržet. K odrůšení budícího vinutí připojíme na svorku M kondenzátor do 5 nF (nesmí být nikdy větší, neboť pak jsou ohroženy kontakty regulátoru). Při použití alternátoru stačí na svorku D připojit kondenzátor asi 3 μF. Zdrojem silného rušení bývá i regulátor, proto je vhodné na všechny jeho svorky připojit kondenzátory. Na svorku D, pokud není předepsáno výrobcem, připojíme kondenzátor 0,5 až 3 μF. Na svorku B připojíme kondenzátor do 3 μF. Kondenzátor na svorce M má být svitkový nebo keramický o kapacitě 4,7 nF, pro VKV se doporučuje před-



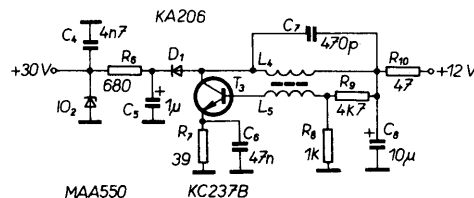
Obr. 98. Měnič ladícího napětí

MA7805

KC636

MAA550

KA261



Obr. 99. Měnič ladícího napětí

KIKUSUI Oscilloscopes

Superior in Quality,
first class in Performance!

Phoenix Praha A.S., Ing. Havlíček, Tel.: (2) 69 22 906

ELSinco

řadit ještě tlumivku 10 μ H. V tomto případě lze kapacitu kondenzátoru zvětšit na 10 nF. Regulátor s alternátorem bývá odrušen již od výrobce. Pokud tomu tak není, postupujeme stejně jako při regulátoru s dynamem.

Dalšími zdroji rušení bývají motorky stěračů, ventilátoru, oříkovače a přerušovač směrových světel. Nejúčinnějším způsobem odrušení je připojení tlumivek 10 μ H do série s napájením a dvou kondenzátorů 6,8 nF před tlumivkami mezi napájecí přívody a zem. Tento filtr má být těsně u komutátoru. Nemá-li motorek dobéžový kontakt, postačí mezi přívody zapojit kondenzátor 3 μ F. Má-li motorek dobéžový kontakt, zapojíme na všechny přívody kondenzátor 0,5 až 2,5 μ F. Není-li pro odrušovací součástky dostatek místa uvnitř motoru, filtr LC umístíme mimo a napětí ke komutátoru přivedeme stíněným vodičem. Je-li součástí cyklovače bimetalový přerušovač nebo relé, pak jeho kontakty přemostíme 100 nF v sérii s 50 Ω . Kryt motoru musí být dokonale spojen s karosérií. U motoru ventilátoru pro pásmo SV a DV postačí blokovat všechny přívody kondenzátory 1 až 2,5 μ F. Pro VKV je nutné předřadit do přívodů tlumivky nebo alespoň průchodkové kondenzátory. U přerušovačů směrových světel postačí v pásmu DV připojit na vývod 49 kondenzátor 200 μ F/50 V, pro SV a KV 2 μ F/150 V a pro VKV průchodkový kondenzátor 0,5 až 1 μ F.

Ostatní zařízení jako je spouštěč, přepínač světlometů, spínač brzdových světel a signalizace není nutné odrušovat, neboť jsou ve funkci krátkou dobu.

Elektrostatická rušení se projevují charakteristickým praskotem předcházejícím v šum, jehož četnost je závislá na rychlosti jízdy. Výboje lze omezit např. natřením vnitřku pneumatiky grafitovým roztokem. Elektrostatický výboj lze omezit i spojením disku kola a hřídele kluzným kontaktem u nehnaných kol. Elektrostatický náboj může vzniknout i proudem vzduchu o karosérii a lze ho odstranit dokonalým elektrickým spojením dílů karosérie a rámu vozu.

Dokud pro odrušení použijeme tlumivky, musí být navinuty dostatečně tlustým vodičem, aby se neměnily jejich vlastnosti vlivem přesycení jádra. Přehled továrních odrušovacích prostředků TESLA je v tabulce.

Konstrukčně bývá autopřijímač řešen na deskách s plošnými spoji a to buď na jedné nebo několika, které jsou mezi sebou propojeny. Celý přijímač bývá umístěn v ocelovém plechovém rámečku s horním a dolním krytem. Aby byl omezen vliv rušení co nejvíce, musí být kontakt krytu s rámečkem dokonalý.

Důležité upozornění

V AR B2/89 na straně 66 a 67 byly uveřejněny překlady dvou článků ze zahraničních časopisů, Malý zdroj signálu a Praktická pomůcka. Po projednání se zástupci FMDS sdělujeme, že v uvedených člancích chybí poučení, že bez povolení ke zřízení a provozování mohou být podle ust. § 6 odst. 4 písm. a) zákona č. 110/1964 Sb., o telekomunikacích a podle § 5 odst. 4 vyhl. č. 111/1964 Sb., kterou se provádí zákon o telekomunikacích, ve znění vyhl. č. 148/1984 Sb., amatérsky zhotoveny pouze vysílače do výkonu 0,1 W na stanovených kmitočtech a jejich provozovatelé jsou povinni přihlásit je k evidenci u poboček Inspektorátu radiokomunikací v příslušných krajích, podle bydliště provozovatele.

Povelové a telemetrické stanice lze individuálně sestavovat v souladu s § 17 předpisu o povolování a evidování povelových a telemetrických stanic, který určuje: (1) Kmitočet povelových a telemetrických stanic musí být řízen krystalem, (2) Povelové stanice modelářské mohou pracovat na některém z těchto kmitočtů: a) 13,560 MHz s podmínkou, že rádiová energie nesmí být vyzářována mimo pásmo o šířce $\pm 0,05\%$ od tohoto kmitočtu, b) 27,120 MHz (totéž v mezích pásma $\pm 0,6\%$), c) 40,680 MHz (totéž v mezích pásma $\pm 0,05\%$), (3) Ve všech případech je u modelářských stanic možno povolit modulování kmitočty do 30 kHz.

To se týká především prvního z uvedených článků – k druhému, tj. Praktická pomůcka, v němž je popisován přístroj k rušení příjmu rozhlasu, je třeba dodat, že popisovaný přístroj je naprosto nepřijatelný, neboť ruší příjem rozhlasu a televize je nepřipustné. Rádiový příjem je chráněn ust. § 9 odst. 1,2 a 8 zákona č. 110/1964 Sb., o telekomunikacích.

Redakce v této souvislosti upozorňuje, že související problematika byla probírána v interview v AR řady A, č. 7/89 a bude jí ještě věnován článek v AR řady A v některém z posledních čísel v tomto roce.

Přehled odrušovacích prostředků TESLA

Typ	Funkce	Pro stupeň odrušení
NK 1	neodrušená koncovka s odrušenou svíčkou	I
OK 01-03	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 13-5, 5GG	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 22-1	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 22-5	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 32-1	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 32-5	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 82-1; 5	odrušovací vložka	I
OK 82-1/2	odrušovací vložka	I
OK 92-5	odrušovací vložka	I
OKS 14-3; 3G	stíněná odruš. kabel. koncovka	I
OK1-1A	odrušovací souprava (ŠKODA)	I
OS5-1G	odrušovací souprava (TATRA 603)	I
OS5-5M	odrušovací souprava (TATRA 613)	I
OS5-5J	odrušovací souprava (T14/52C)	I
OS5-OC	odrušovací souprava (ŠKODA 776)	I
OS5-OD	odrušovací souprava (ŠKODA 703)	I
OS1-OB	odrušovací souprava (Moskvič 408)	I
OS5-OK	odrušovací souprava (ZASTAVA 750)	I
OS1-OL	odrušovací souprava (ZASTAVA 1000)	I
WK 713 40 až 43	průchodkový odrušovací kondenzátor	II
WK 852 03	odrušovací filtr	II
TC 726 až 729	odrušovací kondenzátor	II
TD100	odrušovací tlumivka pro proud 1 A	II
TD101	2,5 A	II
TD102	4 A	II
TD103	6,3 A	II
TD104	10 A	II

Anritsu Instruments

World Leader in

Optical Fiber Measurement Technology

Phoenix Praha A.S., Ing. Havlíček, Tel.: (2) 69 22 906

ELSinco

Mezinárodní a meziměstská telefonní a telegrafní ústředna

v Praze 3, Olšanská 6

přijme

techniky – inženýry pro vývoj a údržbu SW telekomunikačních zařízení.

Platové zařízení: podle ZEUMS II, podle dosaženého vzdělání a praxe, tř. 10–12 + osobní ohodnocení + prémie.

Pro mimopražské pracovníky zajistíme ubytování.

Informace osobně, písemně i telefonicky na č. telefonu 714 26 75, 27 28 53.

TESKO,

státní podnik místní výroby a služeb se sídlem
ve Frýdku-Místku, doplňková výroba radio te-
levizní služby,

Tržní 22, Frýdek-Místek, tel. 315 87

nabízí občanům i organizacím tyto služby:

- renovace programátorů MERTIC do automatických praček ROMO,
- renovace zesilovačů impulsů do automatických praček ROMO,
- opravy elektrických programátorů do praček PAC 8EX,
- opravy počítačů PMD85 a jejich příslušenství.

Příjem zakázek poštou, telefonicky nebo osobně:
pondělí–pátek od 7.00 hod do 15.00 hod.

Elektronika – PV JRD SELCE

ponúka socialistickým organizáciám nasledovné práce:

- osadzovanie dosiek plošných spojov pre rôzne elektronické výrobky,
- strojné letovanie horúcou vlnou,
- výrobu jednostranných i dvojstranných neprekovených plošných spojov do rozmeru 200 × 350 mm v triede presnosti 3 a 4,
- výroba Al štítkov leptaných, max. rozmer 200 × 350 mm (rôzne nápisy, výrobné štítky, inventárne štítky, nápisy na výťahy, bezpečnostné tabuľky a pod.).

JRD Víťazný Február
PV – Elektronika
976 11 Selce

INZERCE



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzerční oddělení (inzerce ARB Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 17. 5. 1989, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátů piště čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

9× BF245 (200) a RCf digi-metr čtyřmístný – R do 20 M, C do 2 G, a f do 40 MHz (2200). D. Fířka, Praž. povst. 1800, 256 01 Benešov.

SAB1795 radič FD (550), MHB8080, 2114, 4116C, 1902, 8251 (70, 80, 85, 65). 27128, 2708, U807 (350, 100, 130) a jiné IO MH. Pl. spoje SAPI, prokov. díry – sběrnice, CPU-8080, RAM-Eprom, disp. (à 70), osaz. deska RAM-Eprom bez paměti, s objímkami (400). Koupím Dram 4 × 16K pro Sharp MZ 800 2 ks. Ing. P. Luská, Sidl. Miru 800, 395 01 Pacov.

Počítač C64 – zabudován EXOS V 3 (9500) + VC 1541 (9900), 80 disket, programy, bohatá literatura (4900). Ing. M. Sliva, Výškovická 180, 704 00 Ostrava.

TI-58C (3000), počítač ATARI 130 XE, XC 12, další příslušenství a literatura (8500), magnetofon B 46 (350), součástky 74LS, paměti 2708 (50), konektory. A. Malaník, Zeleného 57, 616 00 Brno.

Atari 800 XL (5000), XC 12 s turbo úpravou (1500), 2× joystick (à 300), 15 kaziet s softwarom (à 100), 35 ks lit. (à 20). M. Hromádko, Severná 7, 036 01 Martin.

KOUPĚ

IO LA4440 (Simens) příp. výměním za mf ž. č. b. 7 × 7 jap. + krystaly pro pásmo 27 MHz. O. Tlachna, Buk 17, 377 01 J. Hradec.

Konvertor pro SAT TV. M. Uhrík, Janáčkova 16, 466 06 Jablonec n. N.

2 ks Dram 4464 150 ns, fototranzistor SP201. F. Rokytá, Štěpnická 1093, 686 06 Uh. Hradiště.

Hry na počítač Sharp. Alebo výměním. L. Masár, Kukučínova 11, 018 51 Nová Dubnica.

VPS adaptér pre video JVC. Ing. I. Kallo, Vagonárska 29, 058 01 Poprad.

Mf trafo TOKO RCL (Jap.) 7 × 7 mm 455 kHz 2× žluté, bílé, černé. L. Gregor, Průmyslová 1128/30, 500 00 Hradec Králové.

VÝMĚNA

Knihu Radioamatérské konstrukce 3, za tutéž knihu číslo 2. J. Horaček ml., Miru 778, 289 03 Městec Králové.

Středisko Elektronika JZD 9. květen Hrotovice,

nositele Řádu práce, dále rozšiřuje výrobu, zavádí nové technologie a nabízí organizacím, zejména výzkumným a vývojovým pracovištím, realizaci zakázek elektronické výroby nad 200 000 Kčs hrubého objemu pro rok 1990 s možností zahájení ještě v letošním roce.

Realizujeme zejména funkční vzorky a malosériovou výrobu i při dodání nejnútnejší dokumentace. Funkční i strojní pájení, neagresivní tavidla, antistatická pracoviště, klimat. boxy pro zahřívání, oživení a měření s moderní měřicí technikou, výroba z dodaného i vlastního materiálu, pro vlastní produkci máme kooperační možnosti výroby prokovených desek plošných spojů.

Zaručujeme výstupní kontrolu.
Informace, případně domluva osobní návštěvy na telef.
Třebíč (0618) 99 278 ing. Fiala, telex. 62 063.